NUMERO
12
LIRE 500

l'antenna TV 12

dott. ing. Antonio Nicolich

N. 12 - Dicembre 1969

Il tardo, plurigibboso, bugiardo, deprecato vegliardo targato 1969 si appresta a giocare a staffetta con il piè veloce, biondo, ricciutissimo, venusto Cherubino aurialato targato 1970. Chi può sottrarsi al fascino di questo incontro? Se mai un misantropo, reso tale dall'avversa fortuna, volesse tirarsi in disparte al fine di non formulare augùri, nè riceverne, verrebbe bollato di inciviltà e fustigato a dovere dal pubblico flagello.

Dal canto nostro, inneggiamo all'augurio come indice di bontà e di fratellanza. Ma ecco che il contestatore professionista, sprigionando vividi sulfurei vapori dalle enfiate narici, roteando una sua roncola intrisa di uova barlacce, condanna perentoriamente l'augurio come provocatoria forma di vetusta, pedissequa aderenza all'aborrito tradizionalismo definitivamente obsoleto.

In regime di libertà democratica le frecce avvelenate sono ammissibili, come è ammissibile la nostra aberrazione mentale, che ci fa insistere nel diabolico proposito di bene augurare per le mistiche festività.

Augurio a Te Lettore de « l'antenna », linfa generatrice di speranze tipografiche!

Augurio a Te Autore Tecnico, robot integrato dell'era spaziale!

Augurio a Te Collaboratore interno o foresto, chiunque tu sia, sommo spazzino o umilissimo dirigente, che metti in vincolo iperstatico alla nostra celenteratica struttura ricordo di Archimede!

Augurio a Te lapidabile (pardon: lapidario) Governante, che sacrifichi l'innocente desiderio di carri armati plasmandolo in serafico consensuale perdono, in francescana rassegnazione!

Augurio a Te Scioperante, affascinante esemplare di combattente temprato, dai belluini istinti; possa il tuo tremendo Iddio insaziato di sacrificio e di contratti, ridonarti la qualifica di lavoratore; avanza, infrangi, conquista, sali più su ancora e brinda, ma non con sangue!

Augurio a Te Astronauta, Integrazione su larga scala, Microelettronica, Nucleonica, Scienza occulta, Televisione a colori (non vale per l'Italia!)

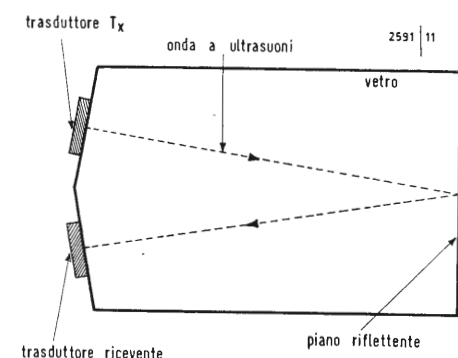
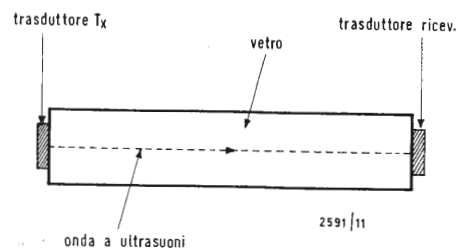
Augurio a Te Agente delle tasse... Ah questo è troppo, a tutto c'è un limite! Propositino de « l'antenna » per l'Anno nuovo: farsi più bella per conquistare i cuori di milioni di Lettori.

A.

Emilio Grosso

Il sistema PAL di TV a colori*

Fig. 1

Fig. 2

(*) segue dal n. 9, settembre 1969, pag. 362.

9. - SEPARAZIONE DEI SEGNALI D.D.C. MEDIANTE LINEA DI RITARDO

Nei precedenti articoli, si è visto come con la modulazione bifase si è ottenuta, dai segnali d.d.c., un'unica informazione che abbiamo denominato « informazione cromatica » V_S la quale non è altro che la composizione vettoriale di $V_{(R-Y)}$ e $V_{(B-Y)}$.
Abbiamo anche accennato al fatto che nel PAL $_{DL}$, l'impiego di una particolare linea di ritardo nel processo di decodificazione, consente oltre alla compensazione dell'errore di fase (che nel caso del PAL semplice avviene per integrazione da parte dell'occhio), la discriminazione dei segnali d.d.c. che compongono appunto il vettore V_S.
Senza dilungarci estesamente sull'argomento, esistendo in proposito una vasta documentazione, intendiamo illustrare brevemente il particolare tipo di linea di ritardo impiegato nei circuiti demodulatori, oggetto del primo argomento di questo articolo.
Il segnale elettrico che deve subire il ritardo (vedremo in seguito il motivo che ci induce ad attuare tale condizione), viene convertito in onde propagantesi in un mezzo ritardatore, con velocità di gran lunga inferiore a quella di un segnale elettrico transitante in un cavo. Al termine del percorso, la cui lunghezza determina il ritardo desiderato, si riconverte in segnale elettrico l'onda meccanica. È evidente quindi che la linea è completata da due trasduttori rispettivamente trasmittente e ricevente, dove il segnale elettrico subisce appunto la doppia conversione a cui accennato.
Riferendoci alla linea di ritardo Philips a « ritardo esatto », essa è costruita in vetro, attraverso cui il segnale si propaga con velocità di 2.700 m/sec per cui si possono ottenere ritardi notevoli con linee di dimensioni assai modeste. Il particolare tipo di vetro impiegato, rende minima l'influenza della temperatura sul tempo di propagazione. Le onde ultrasoniche sono generate e ricevute da trasduttori piezoelettrici costruiti con materiale PXE-B, le cui molecole hanno subìto una prepolarizzazione. Poiché tale tipo di linea è a riflessione, ossia il segnale è trasferito dal trasduttore d'ingresso a quello d'uscita con il percorso andata e ritorno visibile in fig. 1, la sua lunghezza risulta ridotta rispetto ai tipi aventi i trasduttori ai terminali della barretta di vetro (fig. 2). L'impedenza d'ingresso è uguale a quella di uscita e vale circa 150 Ω. È sufficiente quindi (e ciò avviene in costruzione) ritoccare, mediante molatura, la superficie di riflessione per ottenere un tempo di ritardo ben preciso, ciò che ovviamente non è consentito con i tipi di fig. 2 essendo appunto ambedue i terminali occupati dai trasduttori. Ciò giustifica il termine di « linea a ritardo esatto » con il quale essa viene identificata. Impiegando invece le linee non a riflessione è quindi indispensabile adottare correzioni supplementari del tempo di ritardo.

Fig. 3

Nel caso specifico, ci riferiamo per semplicità, ad una linea a ritardo esatto nel suo impiego più comune riportato in fig. 3.
Il segnale video composito, privato della componente di luminanza, alimenta tramite un trasduttore e l'avvolgimento T_I bifilare, la linea di ritardo il cui scopo, nel caso in esame, è di memorizzare, per la durata di una riga (64 μs), l'informazione cromatica.
La tensione in uscita dalla linea e disponibile ai capi di T_u, perviene ai resistori R_2 R_4 o direttamente come in figura, oppure tramite un amplificatore a guadagno variabile che consenta di recuperare l'attenuazione introdotta dalla linea. I resistori R_1 R_3 alimentati dal segnale entrante, formano rispettivamente con R_2 e R_4 le coppie di sommatori che provvedono a comporre la tensione di ingresso con quella di uscita della linea.
Ricordiamo come, per la frequenza di sottoportante PAL (4,433618 MHz), le sinusoidi contenute in una riga sono 283,5 (off. set a 1/4 H) per cui la tensione di ingresso alla linea è in opposizione di fase con la rispettiva tensione di uscita. Consideriamo ora il video segnale della riga di esplorazione (n-1) dove le fasi di segnali d.d.c. sono, a titolo di esempio, quelle riportate nella figura stessa. Ai capi dell'avvolgimento B le fasi di $V_{(B-Y)}$ e $\pm V_{(R-Y)}$ sono necessariamente spostate di 180° rispetto a quelle presenti ai capi di A causa appunto all'avvolgimento bifilare. In uscita dalla linea si ha come accennato, l'inversione di fase di 180°. La differenza nel tempo tra riga n e riga (n-1) sta nel fatto che, il solo segnale (R-Y), come si è visto nei precedenti capitoli, subisce un'inversione di 180° mentre (B-Y) risulta a fase costante.
Il segnale presente in un certo istante all'uscita della linea di ritardo si sommerà con quello pertinente alla riga precedente avendo impiegato 64 μs a percorrere la linea stessa per cui dai sommatori R_1 R_2/R_3 R_4 si otterrà la composizione vettoriale tra la riga (n-1) in uscita dalla linea e la riga n di ingresso.
Vediamo come dal sommatore R_1 R_2 i vettori $V_{(B-Y)}$ delle due righe prese in esame si elidono essendo in opposizione mentre $V_{(R-Y)}$ si sommano. Al sommatore R_3 R_4 si ottiene invece l'annullamento di $V_{(R-Y)}$ mentre si sommano $V_{(B-Y)}$.
La discriminazione così ottenuta è resa possibile partendo dal presupposto che in una normale immagine televisiva, il contenuto cromatico tra due righe successive, si può ritenere assai simile. Nelle considerazioni svolte, infatti, abbiamo supposto che due righe successive nel tempo avessero componenti (B-Y) e (R-Y) rispettivamente uguali.
Affinché le uscite dei sommatori non contengano componenti di disturbo, è indispensabile che sia le fasi, come le ampiezze dei segnali alimentanti i sommatori stessi risultino corrette. La lunghezza della linea di ritardo sarà quindi stabilita con estrema precisione in modo da ottenere effettivamente tra ingresso e uscita la perfetta opposizione di fase richiesta. La tolleranza ammessa è di ± 3 ns.
Per quanto concerne le ampiezze, il dimensionamento dei resistori che compongono i sommatori, sarà tale che l'attenuazione del segnale ritardato dalla linea, venga compensata da un opportuno valore di R_1 e R_3 rispetto a R_2 R_4. Ciò naturalmente se non vi sono stadi amplificatori che alimentano i resistori R_2 R_4. Le soluzioni circuitali per attuare tali condizioni sono molteplici; esse inoltre si differenziano a seconda del tipo di linea impiegato. Riportiamo alcune tra le soluzioni più adottate e impieganti linee di ritardo di diverse caratteristiche.
La fig. 4 illustra il circuito per la separazione dei segnali (R-Y), (B-Y) con linea a ritardo esatto proposto dalla Philips.

Fig. 4

In fig. 5, invece, è riportato il circuito realizzato della Telefunken mediante l'impiego della linea aggiuntiva D_{L1} a ritardo regolabile in unione alla D_L a ritardo fisso. È possibile, impiegando linee a ritardo non esatto, sostituire la linea aggiuntiva indispensabile per la messa a punto, con una cella di ritardo « passa tutto » per cui il complesso che costituisce il circuito della discriminazione dei segnali d.d.c.
Le norme che regolano il PAL impongono in trasmissione, una precisione assai superiore (circa $1 \cdot 10^{-6}$) ma ovviamente risulta indispensabile fare in modo che l'oscillatore locale venga « agganciato » dalla frequenza di sottoportante trasmessa e che comunque ne segua le stesse vicende nel tempo. L'informazione del « burst » provvede appunto, mediante il circuito di principio (fig. 7) ad attuare la suddetta condizione.
Dal confronto tra la frequenza in arrivo (burst) e quella generata localmente, si ricava sul ponte di fase una tensione variabile nel tempo, la quale, impiegata in

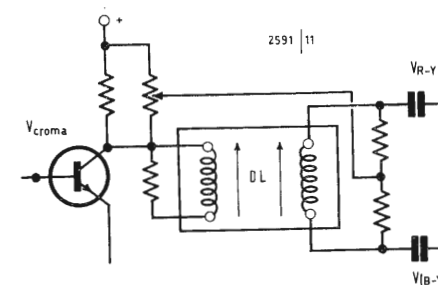
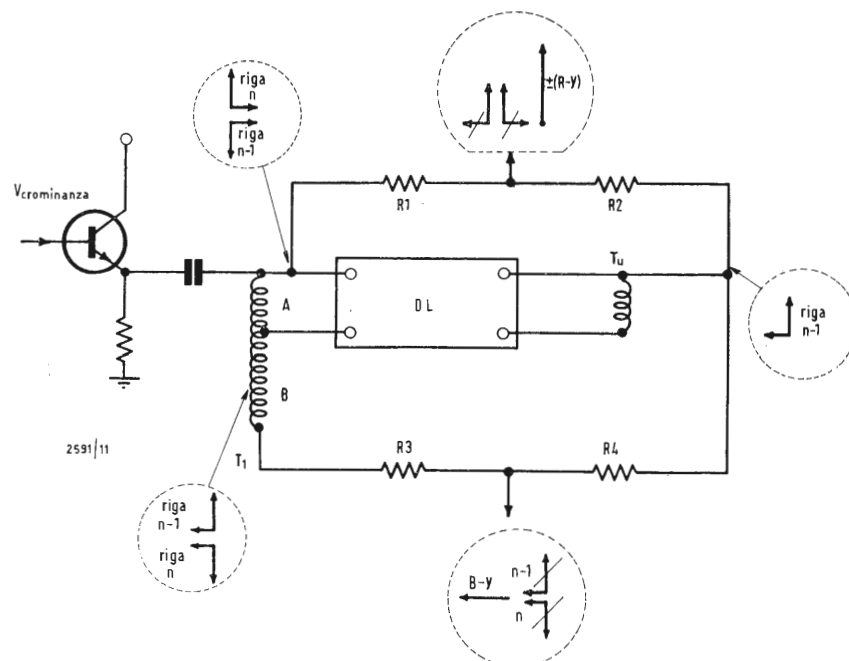
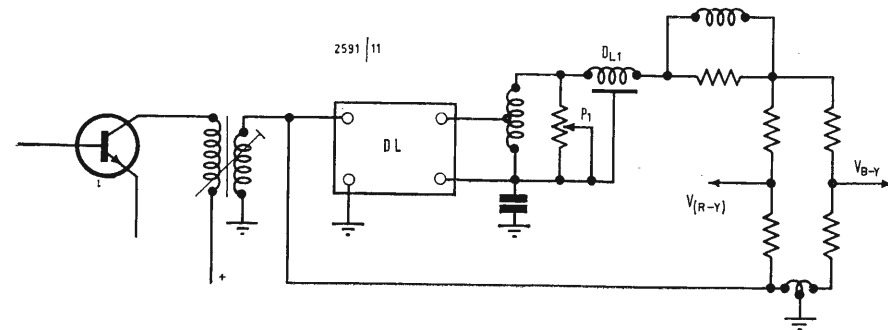



Fig. 5

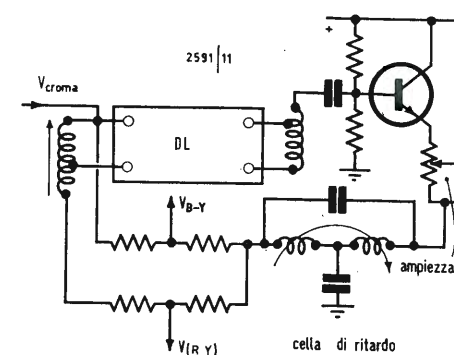



Fig. 6

unione ad un'opportuna costante di tempo e ad un dispositivo a reattanza variabile, può correggere la frequenza e la fase dell'oscillatore locale.

Senza esaminare in dettaglio, non essendo lo scopo di questo articolo il funzionamento del ponte di fase come del tubo a reattanza, possiamo limitarci ad alcune considerazioni di carattere generale.

Variando il potenziale base al dispositivo a reattanza variabile, otteniamo una corrispondente variazione di pendenza e quindi di capacità equivalente trattandosi ad esempio del circuito generico di fig. 8 pari a:

$$\Delta C \text{ equiv.} = (C + C_P)\ R \Delta S \qquad (1)$$

Tale variazione si ripercuote, come richiesto, sotto forma di una corrispondente variazione di frequenza di valore

$$\Delta F/F = -1/2\ \Delta C_{eq.}/C_{totale}$$

dove $C_{tot.}$ = capacità completa del circuito oscillante comprensiva di C_{eq}.

Indicando con K il coefficiente che esprime di quanto varia la pendenza in rapporto ad un determinato incremento della tensione base V ossia $K = \Delta S/\Delta V$ possiamo, sostituendo nella (1) a ΔS il suo valore, ottenere:

$$\Delta C_{eq.} = R\,(C + C_p)\ \Delta V \cdot K$$

La sensibilità del sistema, ossia il rapporto tra variazione di frequenza riferita alla variazione di tensione che l'ha provocata, vale quindi:

$$\Delta f/\Delta V = 1/2\ R\,(C + C_p)\ K/C_t \cdot f$$

Sostituendo al circuito oscillante un quarzo accordato sulla sua frequenza « parallelo », la variazione di frequenza in funzione della variazione di tensione, si riduce proporzionalmente al rapporto capacità serie/capacità totale C_T per cui è determinante la scelta e la progettazione del circuito il quale deve soddisfare alla condizione di un elevato rapporto $\Delta f/\Delta V$. La tensione continua di comando del dispositivo a reattanza variabile, è ricavata da un ponte di fase (fig. 9) dove i due diodi D_1 e D_2 si comportano come rettificatori di picco.

Nei punti 1, 2 del circuito di fig. 9 si ottengono due tensioni aventi segni opposti può essere pre-tarato prima dell'installazione sul ricevitore.

Tale tipo di « compensazione » è rappresentato in fig. 6.

Per quanto concerne la messa a punto dei circuiti con linea di ritardo, affronteremo nei successivi capitoli l'argomento; per i lettori particolarmente interessati al problema demandiamo al volume « Video Service TVC » edito da Il Rostro.

10. - RIGENERAZIONE DELLA SOTTOPORTANTE DI COLORE

I segnali d.d.c., discriminati dalla linea di ritardo richiedono ora di essere demodulati e resi quindi idonei a pilotare la matrice e quindi il cinescopio. Il sistema di demodulazione impiegato in ricezione è la « demodulazione sincrona ». La rivelazione di un'onda modulata in ampiezza con portante soppressa, non può certo avvenire mediante un rivelatore ad inviluppo poiché l'inviluppo stesso non rispecchia l'andamento della modulante. Si rende opportuno quindi, prima di procedere alla demodulazione, reinserire nel segnale la portante che come noto è stata soppressa in trasmissione.

Desideriamo pertanto illustrare il problema della rigenerazione della sottoportante di colore, prima di procedere allo studio della demodulazione sincrona.

La sottoportante di riferimento ovviamente, dovrà avere la stessa frequenza della portante soppressa in trasmissione ed una relazione di fase ben precisa e comunque controllabile rispetto ad essa.

L'informazione che provvede a fissare istante per istante i valori di frequenza e fase della sottoportante rigenerata è, come visto, il burst o « sincronismo di colore ».

Nel processo di decodificazione, si deve quindi attuare una « sincronizzazione » della sottoportante normalmente rigenerata mediante un oscillatore a quarzo.

Ricordiamo, essendo questo un problema generale che investe tutti i processi di

burst
ponte fase
oscillatore
$V_{fsott.}$
a dem. sincroni
$V_{di\ controllo}$
dispositivo a reattanza variabile
2591 | 11

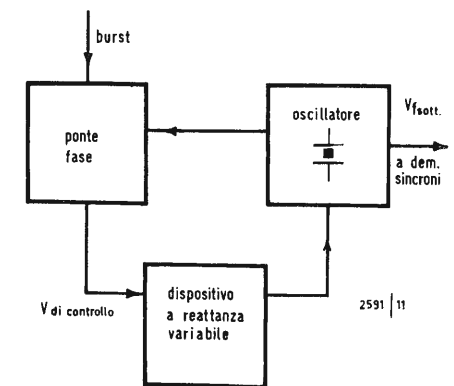



Fig. 7

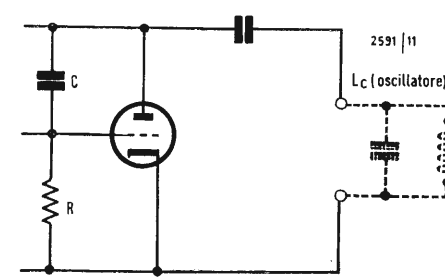
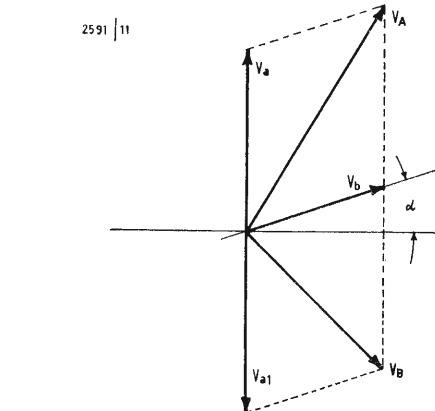
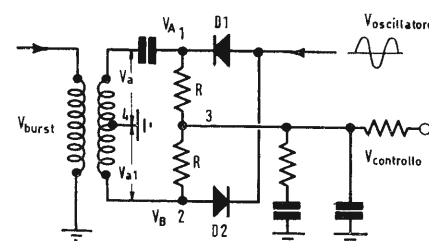
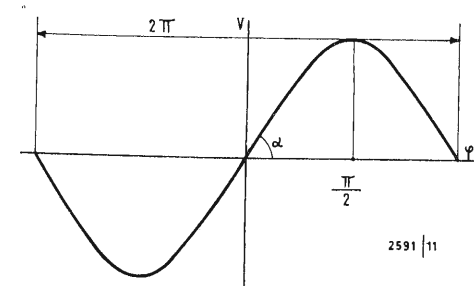



Fig. 8

sincronizzazione in TV, come una loro caratteristica importante sia il grado di insensibilità al disturbo, insito nel segnale che provvede alla sincronizzazione stessa.

Il sistema sarà tanto più valido, quanto maggiore è il potere discriminante attuato dal circuito sincronizzante, tra l'informazione vera e propria, nel caso specifico il burst e il rumore.

Tale discriminazione è consentita, come noto, integrando il segnale utile ed essa sarà tanto maggiore quanto più lungo risulta il tempo di integrazione. Un primo elemento limitativo del tempo di integrazione, è la stabilità della frequenza trasmessa, poiché il sistema deve essere in grado altresì di seguire, senza isteresi, le vicende della frequenza stessa. Ora, nel caso specifico, l'oscillatore che provvede in ricezione a rigenerare la sottoportante, dovrà seguire le variazioni imposte dal grado di precisione della frequenza trasmessa, tenendo conto che il sistema deve inoltre presentare bassa sensibilità al rumore, contenuto nell'informazione ricevuta.

Nei moderni ricevitori TVc è assai diffusa la rigenerazione della sottoportante mediante due circuiti classici: 1°) a integrazione dinamica mediante oscillatore a quarzo controllato automaticamente in fase; 2°) a integrazione passiva mediante filtro a cristallo; in questa sede ci limitiamo ad illustrare i due metodi indicati.

11. - RIGENERATORE A INTEGRAZIONE DINAMICA

In linea molto generale, possiamo dire che un tale circuito è paragonabile ad un filtro che accetta all'ingresso un segnale disturbato fornendo in uscita una tensione di frequenza uguale a quella del segnale entrante e in relazione ben definita di fase con esso, con un rapporto segnale/disturbo assai maggiore.

Esaminando la fig. 7 possiamo osservare come l'oscillatore a quarzo di frequenza uguale a quella della sottoportante trasmessa, alimenti oltre ai circuiti di demodulazione, il discriminatore di fase dove, dal confronto con il sincronismo di colore, viene generata una tensione di correzione la quale, opportunamente filtrata agirà su un tubo a reattanza variabile e quindi sulla frequenza dell'oscillatore stesso.

In altri termini, l'oscillatore a quarzo genera una tensione la cui frequenza dipende dalla precisione del quarzo stesso, precisione che per ragioni di costo è compresa tra $1 \cdot 10^{-4}/2 \cdot 10^{-5}$

mentre nel punto 3 di unione dei due resistori R si ha una tensione V misurata rispetto al punto 4 pari a

$$V = \frac{V_A - V_B}{2} \qquad (2)$$

il cui segno dipende dal modo di inserzione dei diodi nel circuito e dalle vicende dell'angolo α. Tale tensione tramite filtro alimenterà il dispositivo a reattanza variabile.

Nella (2) i moduli delle grandezze V_A e V_B valgono:

$$|V_A| = \sqrt{V_a^2 + V_b^2 + 2\,V_a V_b \text{ sen } \alpha}$$

$$|V_B| = \sqrt{V_{a1}^2 + V_b^2 - 2\,V_a V_b \text{ sen } \alpha}$$

In realtà le due grandezze V_b e V_a sono rappresentate rispettivamente dalle tensioni dell'oscillatore da controllare e dalla tensione di controllo (burst). Fissato ora ad esempio $V_a > 2V_b$ si può dimostrare che la (2) vale circa:

$$V = \frac{V_A - V_B}{2} \cong V_a \text{ sen } \alpha \qquad (3)$$

per valori del rapporto $(V_a/V_b)^2 < 1$

Fig. 9

In definitiva la (3) indica che la tensione di pilotaggio del dispositivo a reattanza oltre ad essere quasi sinoidale in funzione di α, dipende esclusivamente dalla V_a, ossia dalla tensione di minore ampiezza da noi scelta in precedenza come « tensione generata dall'oscillatore locale ». In questo modo, la tensione V non risulta influenzata dalle variazioni di ampiezza della tensione del burst e quindi dal rumore insito nel segnale stesso. Tracciando il diagramma della tensione di controllo in funzione dell'angolo α, di forma sinoidale notiamo come la sensibilità del dispositivo è variabile con l'angolo di fase; infatti derivando V rispetto ad α otteniamo:

$$S = d_V/d\alpha = V_b \cos \varphi \qquad (4)$$

La (4) risulta massima per $\varphi = 0$ mentre si annulla per $\varphi = \pi/2$ (fig. 10) poiché appunto V non è funzione lineare di φ. Nell'intorno del punto $\varphi = 0$ dove cioè è attuata la condizione di normale funzionamento, è possibile ritenere la tensione di controllo proporzionale alla relazione di fase tra burst e oscillatore locale. Con precisioni del generatore di sottoportante (freq. di trasmissione) dell'ordine di $\pm 5°$ e stabilità del quarzo in ricezione di $1 \cdot 10^{-4}$ come nella peggiore condizione fissata precedentemente, lo scostamento dell'oscillatore locale può risultare di $\pm$ 440 Hz per cui il sistema deve consentire un guadagno:

$$G = S\ \Delta f/\Delta V = 440/5 = 88 \text{ Hz}/_0$$

Ciò significa che disponendo di una tensione oscillante di 8 Vpp, la sensibilità dell'intero sistema deve valere:

$$S_1 = 88 \cdot 180/8\pi \cong 630 \text{ Hz/Volt}$$

Ora la sensibilità suddetta si può ottenere mediante l'impiego di un tubo a reat-

2π
V
α
π/2
φ
2591 | 11

Fig. 10

tanza a elevata pendenza e con particolari accorgimenti circuitali come la scelta di componenti ad elevata stabilità e un adeguato guadagno dell'anello di controllo. Poiché la stabilità nel tempo dell'oscillatore locale dipende oltre che dai componenti circuitali, anche dalla stabilità della pendenza e delle correnti del tubo a reattanza, un adeguato valore di sensibilità deve ovviamente essere seguito da un'elevata stabilità nel tempo dei parametri indicati. Nel caso di impiego di dispositivi a reattanza variabile a semiconduttori, il problema assume inoltre particolare importanza. In molti ricevitori, « l'agganciamento » del quarzo, avviene con diodo varicap il quale sostituisce nella sua funzione il tubo a reattanza. Tale semiconduttore si comporta come una capacità variabile in funzione della tensione applicata. Considerando il diodo Philips BA102, la capacità in funzione della tensione V è espressa da:
$C = K V^{-0,4}$
dove K vale 50 $\pm$ 20%
Il campo di regolazione entro cui il varicap agisce dipende quindi dalla massima tensione applicabile in rapporto alla soglia minima ammessa e dal valore di capacità statica. Quest'ultimo deve risultare il minore possibile per cui è necessario nella costruzione adottare tutti quegli accorgimenti che consentano di ridurre a valori di pochi pF le capacità parassite.

12. - RIGENERAZIONE CON INTEGRAZIONE PASSIVA

Lo spettro energetico pertinente al sincronismo di colore di cui si sono nei capitoli precedenti esaminate le caratteristiche, richiede una larghezza di banda di 500 kHz. L'oscillazione continua nel tempo, della tensione di sottoportante può essere ricavata a condizione che la sola frequenza centrale f_0 possa essere amplificata, attenuando le componenti laterali le quali, per scarti di frequenza pari a circa il 3% posseggono un contenuto energetico quasi eguale alla f_0. Ciò significa che è indispensabile impiegare circuiti accordati ad alto Q identificabili in pratica con filtri a quarzo. La fig. 11 illustra, in linea di principio, un circuito impiegante appunto un filtro a cristallo mentre a lato è riportato il diagramma dello scostamento di fase della sottoportante così ottenuta rispetto alla fase del burst, in funzione della dissintonia del quarzo per vari valori di Q.
Il quarzo infatti ha una deriva di frequenza funzione della temperatura e una seconda deriva condizionata dall'invecchiamento. Affinché le variazioni di fase della sottoportante dovuta appunto alle cause esposte risultino il più possibile trascurabili, il circuito del quarzo deve possedere un fattore di qualità non molto elevato. Onde ottenere una variazione di ampiezza della sottoportante considerata nel tempo di una riga di esplorazione contenuta entro l'8%, il valore da assegnare a Q è:
$Q = \pi \cdot 274/8 \cdot 10^{-2} \cong 10700$
dove 274 sono i periodi di sottoportante contenuti in una riga ossia tra il termine di un burst e l'inizio del successivo.
Tale valore di Q ci consente di stabilire la larghezza di banda per il rumore, il cui valore risulta:
$F_{rumore} = \pi/2 \; F_{sott.}/Q = \pi/2 \; 4,43/10,7 \cdot 10^3 = 650$ Hz
termine questo ancora accettabile.
Inoltre il valore di Q calcolato, risulta un soddisfacente compromesso tra la limitazione di banda dello spettro del burst e le variazioni di fase della sottoportante rigenerata in funzione delle derive del quarzo. Condizioni queste contrastanti che richiedono la prima un elevato valore di Q, mentre la seconda, è soddisfatta da valori limitati del fattore di merito.
La tensione oscillante in uscita dal circuito, è presente esclusivamente se il segnale che lo alimenta è a colori ossia se contiene l'informazione del burst. Ciò costituisce un notevole vantaggio poiché, come vedremo nei seguenti capitoli, in mancanza di « burst » non si ha con il circuito descritto sottoportante e quindi demodulazione per cui non necessita il « killer » o soppressore di colore. Poiché di tale dispositivo non si è fatta per ora menzione alcuna, diciamo brevemente che il soppressore di colore ha il compito di evitare che le componenti a frequenza di sottoportante contenute nel segnale video (bianco e nero) vengano demodulate in modo caotico. Affronteremo comunque prossimamente l'argomento che esamineremo in tutta la sua ampiezza. Il sistema illustrato risulta altresì assai semplice per la messa a punto e può dare risultati soddisfacenti, impiegato nel sistema PAL, poiché sono tollerati errori di fase assai superiori che nel caso dell'NTSC.
Molte sono le soluzioni circuitali che consentono di rigenerare la sottoportante di colore, comunque per ora interessa conoscere il problema nelle sue linee essenziali poiché in seguito tratteremo i ricevitori TVc e in tal sede esamineremo le più avanzate tra tali soluzioni. Desideriamo per ora ribadire il concetto che, onde poter effettuare la demodulazione sincrona dei segnali differenza di colore ($R-Y$) e ($B-Y$) è indispensabile rigenerare in ricezione la sottoportante di colore, la quale sarà legata in frequenza e fase alla sottoportante trasmessa, mediante l'apposita informazione del « burst ».

(continua)

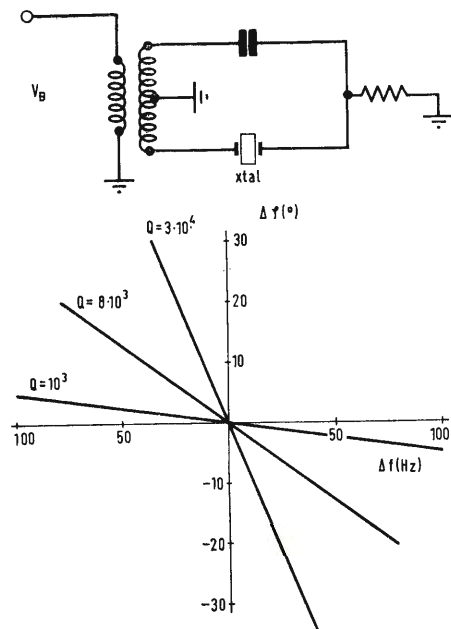



Fig. 11

G. Bernardi - R. Franceschi

Amplificatori a simmetria quasi complementare per apparati Hi-Fi con transistori BD 116

1. - INTRODUZIONE

Questa nota tecnica riporta i circuiti completi di 3 amplificatori a simmetria quasi complementare da 20 W di uscita atti ad essere impiegati in complessi di alta fedeltà.
Nei tre circuiti sono stati adottati semplici accorgimenti per evitare possibili inconvenienti dovuti alla alta frequenza di taglio dei dispositivi usati, pur mantenendo il vantaggio di una estesa banda di frequenza a bassa distorsione anche alle massime potenze di uscita.

1.1 - Amplificatore da 20 W di uscita per altoparlante da 15 Ω

La fig. 1 riporta lo schema completo di un amplificatore per altoparlante da 15Ω nominali. L'alimentazione è di tipo singolo a 57 V.

Il circuito è del tipo quasi complementare con la usuale catena di « boost strap » (C_4, R_9, R_{10}) e la catena di reazione (R_4, C_5, R_8).
Di particolare va notato: il taglio di frequenza realizzato all'ingresso dal gruppo R_1-C_2; la resistenza R_5 introdotta per proteggere Q_1 nel caso di eccessivi segnali di ingresso, possibili specie durante il collaudo e infine la presenza dei due diodi D_3 e D_4 che hanno lo scopo di assorbire le sovratensioni dovute all'induttanza dell'altoparlante che altrimenti andrebbero a sollecitare in Breakdown le giunzioni base-emettitore dei transistori finali.
La fig. 2 riporta lo schema dello stesso amplificatore provvisto di circuito per la protezione istantanea contro cortocircuiti sul carico.
Qualora a questo circuito si preferisse una protezione mediante fusibili ben calibrati posti sull'alimentazione, è con-

Edito da SGS - Technical Services Dept.

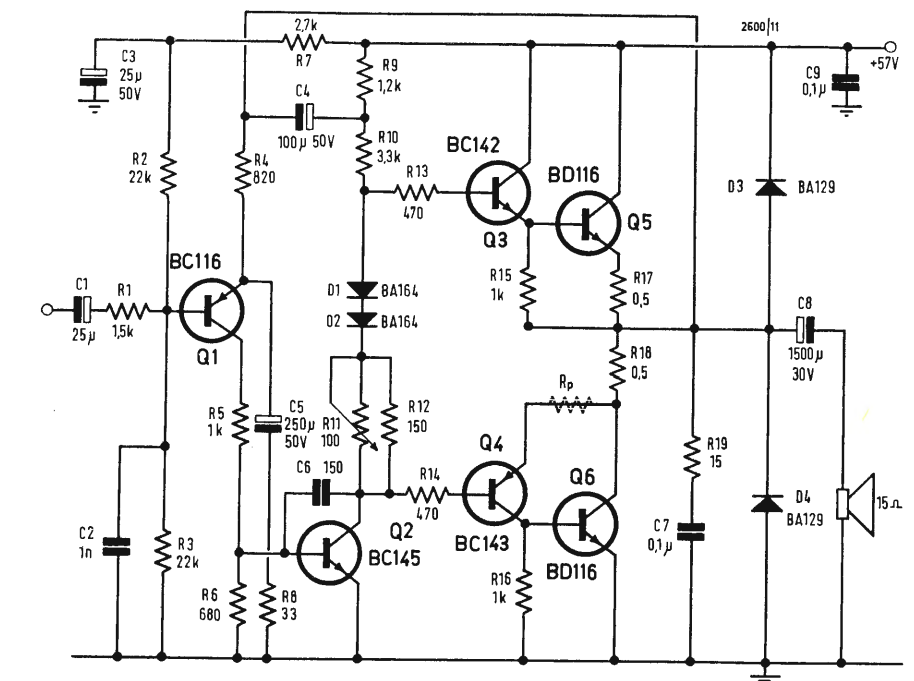



Fig. 1 - Amplificatore 20 W per altoparlante 15Ω senza protezione contro i cortocircuiti. $R_p = 47$ deve essere introdotta se la protezione contro i cortocircuiti è ottenuta con fusibili dell'alimentatore.

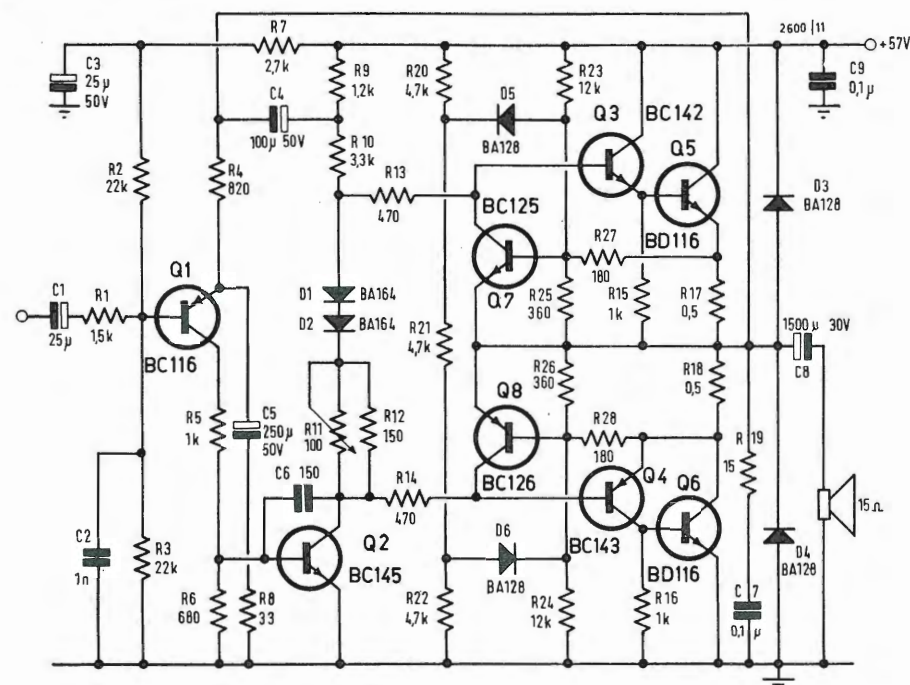



Fig. 2 - Amplificatore 20 W per altoparlante 15 Ω con protezione contro i cortocircuiti.

sigliabile introdurre in serie all'emettitore di Q_4 una resistenza da 47 Ω. La fig. 3 riporta il disegno del circuito stampato su cui è stato realizzato l'amplificatore. Nella tabella 1 sono elencati i componenti usati.

I transistori finali *BD* 116 vanno montati su dissipatori distinti di 3 °*C*/*W* di resistenza termica, comprensiva quella di contatto, oppure su di un unico dissipatore da 1,5 °*C*/*W*.

La fig. 4 riporta le caratteristiche e le prestazioni principali dell'amplificatore. L'amplificatore è stato progettato per pilotare carichi (altoparlanti) che abbiano almeno 12,5 Ω di resistenza serie d.c.

In sede di collaudo è consigliabile iniziare con la resistenza R_{11} al suo valore minimo, per poi aggiustarla fino a raggiungere un valore di corrente

TABELLA 1

AMPLIFICATORE 20 W PER ALTOPARLANTE DA 15 Ω

Componenti:

$R_1 = 1{,}5$	$k \pm 5\%$ ½ W	$C_1 = 25\ \mu F$	10 V
$R_2 = 22$	$k \pm 5\%$ ½ W	$C_2 = 1$ nF	
$R_3 = 22$	$k \pm 5\%$ ½ W	$C_3 = 25\ \mu F$	50 V
$R_4 = 820$	$\pm 5\%$ ½ W	$C_4 = 100\ \mu F$	50 V
$R_5 = 1000$	$\pm 5\%$ ½ W	$C_5 = 250\ \mu F$	50 V
$R_6 = 680$	$\pm 5\%$ ½ W	$C_6 = 150$ pF	
$R_7 = 2{,}7$	$k \pm 5\%$ ½ W	$C_7 = 0{,}1\ \mu F$	
$R_8 = 33$	$\pm 5\%$ ½ W	$C_8 = 1500\ \mu F$	50 V
$R_9 = 1{,}2$	$k \pm 5\%$ ½ W	$C_9 = 0{,}1\ \mu F$	
$R_{10} = 3{,}3$	$k \pm 5\%$ ½ W		
$R_{11} = 100$	var.	D_1, D_2 = BA164	
$R_{12} = 150$	$\pm 10\%$ ½ W	D_3, D_4 = BA128	
$R_{13} = 470$	$\pm 10\%$ ½ W	D_5, D_6 = BA128	
$R_{14} = 470$	$\pm 10\%$ ½ W		
$R_{15} = 1$	$k \pm 10\%$ ½ W	Q_1 BC 283	
$R_{16} = 1$	$k \pm 10\%$ ½ W	Q_2 BC 285	
$R_{17} = 0{,}5$	$\pm 0{,}1$ 2 W	Q_3 BC 286	
$R_{18} = 0{,}5$	$\pm 0{,}1$ 2 W	Q_4 BC 287	
$R_{19} = 15$	$\pm 5\%$ 1 W	Q_5 BD 116	con dissipatore di calore 3°C/W
$R_{20} = 4{,}7$	$k \pm 5\%$ ½ W	Q_6 BD 116	con dissipatore di calore 3°C/W
$R_{21} = 4{,}7$	$k \pm 5\%$ ½ W	Q_7 BC 282	
$R_{22} = 4{,}7$	$k \pm 5\%$ ½ W	Q_8 BC 283	
$R_{23} = 12$	$k \pm 5\%$ ½ W		
$R_{24} = 12$	$k \pm 5\%$ ½ W		
$R_{25} = 360$	$\pm 5\%$ ½ W		
$R_{26} = 360$	$\pm 5\%$ ½ W		
$R_{27} = 180$	$\pm 5\%$ ½ W		
$R_{28} = 180$	$\pm 5\%$ ½ W		

* I valori delle resistenze sono espressi in ohm

Fig. 3*a*) - Basetta a circuiti stampati.

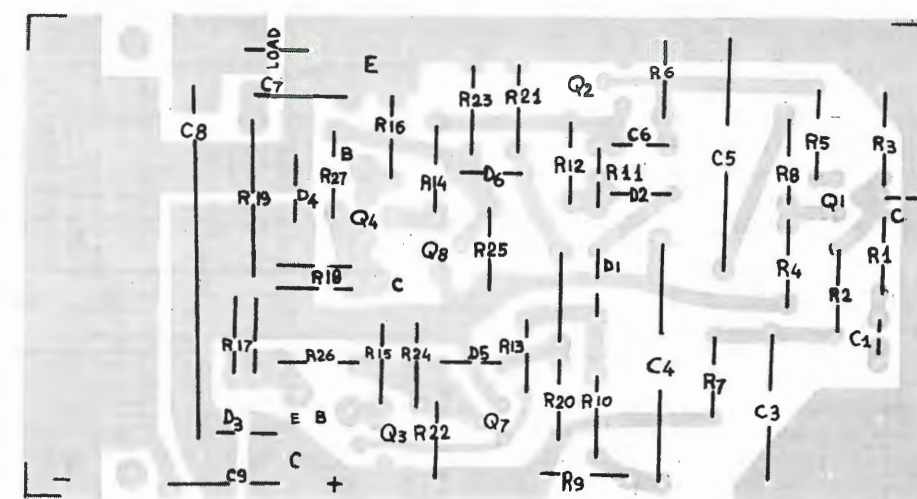



Fig. 3*b*) - Disposizione dei componenti.

di riposo di circa 25 mA, valore di solito sufficiente a far sparire ogni traccia di distorsione per cross-over.

1.2 - Amplificatore da 20 W di uscita per altoparlante da 8 Ω

La fig. 5 riporta uno schema analogo al precedente ma adatto per altoparlanti da 8 Ω nominali; l'alimentazione è di 40 V del tipo singolo.

Anche in questo schema sono presenti i tagli di frequenza e le protezioni già segnalate nell'amplificatore precedente.

Nella fig. 7 è presentato l'amplificatore munito di protezione contro cortocircuiti; componenti, dati e prestazioni sono elencati nella tabella 2 e nella fig. 6.

Questo amplificatore è stato calcolato per pilotare carichi (altoparlanti) aventi come minimo 6,5 di parte resistiva serie.

Per questo amplificatore si è usato lo stesso circuito stampato del precedente (vedi fig. 3).

1.3 - Amplificatore da 20 W per altoparlante da 8 Ω con alimentazione doppia

La doppia alimentazione è preferibile dal punto di vista delle prestazioni e della potenza erogabile. Con gli stessi dispositivi finali è possibile ottenere una potenza maggiore (30 W con il BD_{116}) ovvero a parità di potenza si opera con un maggior grado di sicurezza.

D'altra parte la possibilità di collegare direttamente il carico all'uscita dell'amplificatore risparmiando il costoso condensatore di accoppiamento permette di contenere l'aumento di costo della doppia alimentazione entro limiti modesti.

La fig. 8 mostra lo schema di un amplificatore da 20 W di uscita adatto a pilotare altoparlanti da 8 Ω nominali.

Amplificatore 20 W per altoparlante da 15Ω

Caratteristiche generali:
Impedenza d'entrata 10 kΩ
Sensibilità (P_u = 20 W, f = 1 kHz) 800 mV
Potenza di uscita max (efficace) 20 W
Risposta in frequenza (— 3 dB) 20 Hz ÷ 60 kHz
Carico di uscita 15 Ω (componente resistiva in serie > 12,5 Ω)
Distorsione (potenza max.) 0,1 %
Rumorosità (riferita alla potenza max.) —80 dB

Queste figure di prestazione sono illustrate nei grafici qui a fianco.

Fig. 4

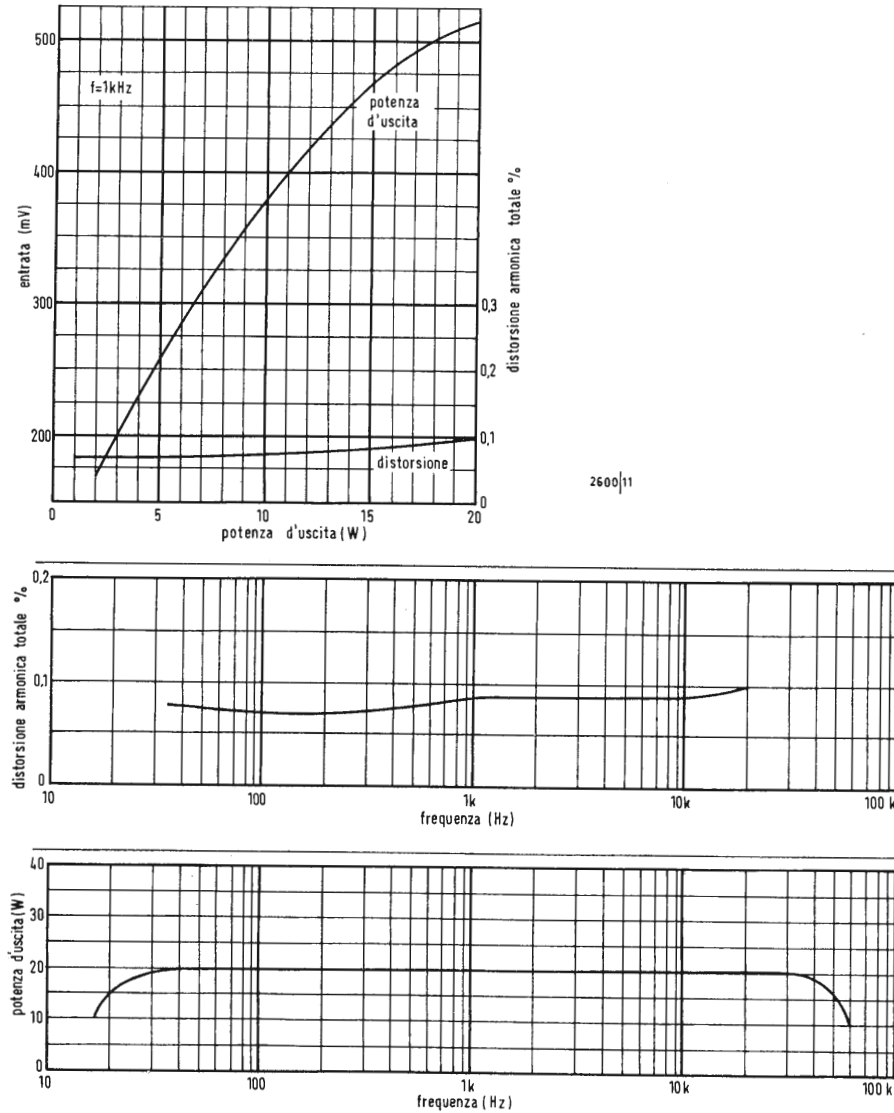



Fig. 5 - Amplificatore 20 W per altoparlante da 8 Ω senza protezione contro i cortocircuiti.

Amplificatore 20 W per altoparlante da 8 Ω

Caratteristiche generali:
Impedenza d'entrata 10 kΩ
Sensibilità (P_u = 20 W, f = 1 kHz) 550 mV
Potenza di uscita max (efficace) 20 W
Risposta in frequenza (— 3 dB) 20 Hz ÷ 60 kHz
Carico di uscita 8 Ω (componente resistiva in serie > 6,5 Ω)
Distorsione (potenza max) 0,1 %
Rumorosità (riferita alla potenza max) —80 dB

Queste figure di prestazione sono illustrate nei grafici qui a fianco.

Fig. 6

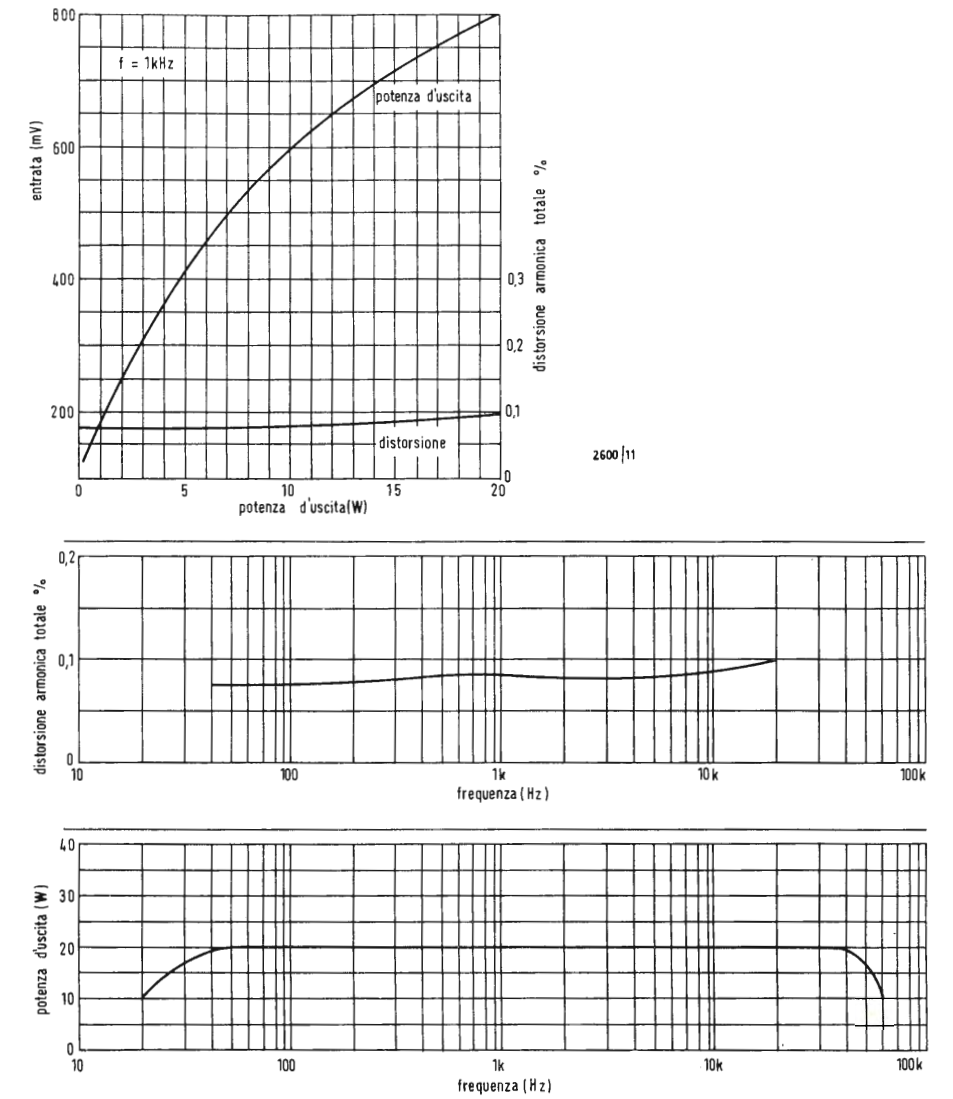



Fig. 7 - Amplificatore 20 W per altoparlante da 8 Ω con protezione contro i cortocircuiti.

TABELLA 2

AMPLIFICATORE 20 W PER ALTOPARLANTE DA 8 Ω

Componenti:

Resistenze	Tolleranza	Potenza	Componente	Note
$R_1 = 1,5$	$k \pm 5\%$	½ W	$C_1 = 25\ \mu F$	10 V
$R_2 = 22$	$k \pm 5\%$	½ W	$C_2 = 1$ nF	mylar
$R_3 = 22$	$k \pm 5\%$	½ W	$C_3 = 50\ \mu F$	50 V
$R_4 = 820$	$\pm 5\%$	½ W	$C_4 = 100\ \mu F$	50 V
$R_5 = 1000$	$\pm 5\%$	½ W	$C_5 = 250\ \mu F$	50 V
$R_6 = 680$	$\pm 5\%$	½ W	$C_6 = 150$ pF	ceramico
$R_7 = 2,7$	$k \pm 5\%$	½ W	$C_7 = 0,1\ \mu F$	mylar
$R_8 = 33$	$\pm 5\%$	½ W	$C_8 = 3000\ \mu F$	30 V
$R_9 = 1,2$	$k \pm 5\%$	½ W	$C_9 = 0,1\ \mu F$	mylar
$R_{10} = 2,7$	$k \pm 5\%$	½ W		
$R_{11} = 100$	var.		D_1, D_2 = BA164	
$R_{12} = 150$	$\pm 10\%$	½ W	D_3, D_4 = BA128	
$R_{13} = 470$	$\pm 10\%$	½ W	D_5, D_6 = BA128	
$R_{14} = 470$	$\pm 10\%$	½ W		
$R_{15} = 1$	$k \pm 10\%$	½ W	Q_1 BC 283	
$R_{16} = 1$	$k \pm 10\%$	½ W	Q_2 BC 285	
$R_{17} = 0,5$	$\pm 0,1$	2 W	Q_3 BC 286	
$R_{18} = 0,5$	$\pm 0,1$	2 W	Q_4 BC 287	
$R_{19} = 15$	$\pm 5\%$	1 W	Q_5 BD 116	con dissipatore di calore 3°C/W
$R_{20} = 6,8$	$k \pm 5\%$	½ W	Q_6 BD 116	con dissipatore di calore 3°C/W
$R_{21} = 6,8$	$k \pm 5\%$	½ W	Q_7 BC 282	
$R_{22} = 8,2$	$k \pm 5\%$	½ W	Q_8 BC 283	
$R_{23} = 8,2$	$k \pm 5\%$	½ W		
$R_{24} = 220$	$\pm 5\%$	½ W		
$R_{25} = 220$	$\pm 5\%$	½ W		
$R_{26} = 180$	$\pm 5\%$	½ W		
$R_{27} = 180$	$\pm 5\%$	½ W		

* I valori delle resistenze sono espressi in ohm.

Lo stadio finale ha una configurazione quasi complementare ed opera in classe AB. La distorsione di « cross-over » è eliminata mantenendo una corrente di riposo nei transistori finali (30 ÷ 50 mA) regolata tramite il pot. R_{12}. In questo schema Q_5 sostituisce i due diodi D_1 e D_2 degli schemi precedenti. Le variazioni con la temperatura della corrente di riposo di Q_{10} e Q_{11} dovute alla variazione della V_{BE} di Q_8 — Q_9 e Q_{10} è compensata da un uguale variazione amplificata della V_{BE} di Q_5 stabilizzando così il punto di lavoro in funzione della variazione della temperatura ambiente. I transistori Q_1 e Q_2 all'ingresso formano un amplificatore differenziale ed insieme alla con-

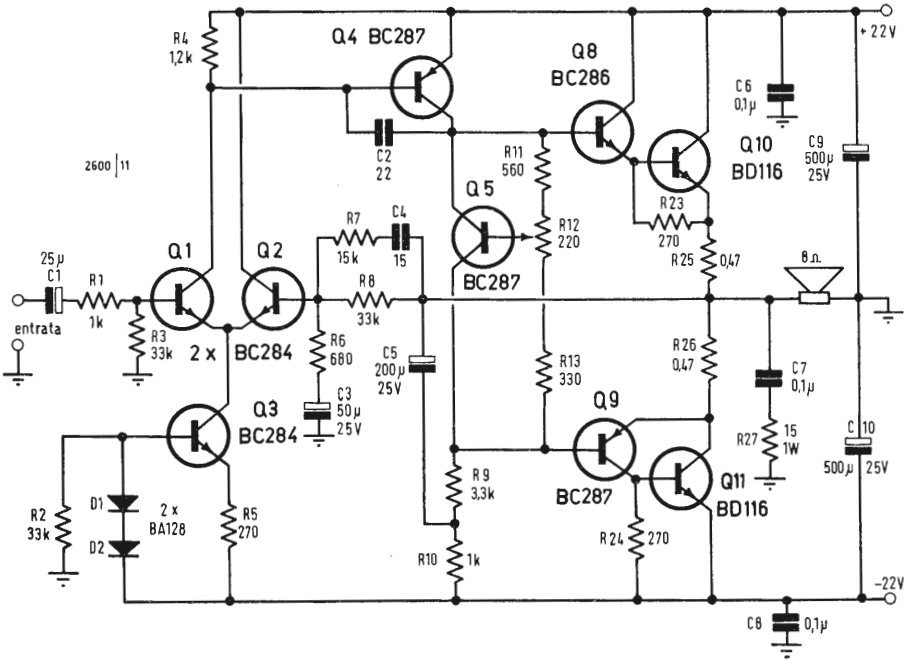



Fig. 8 - Amplificatore audio 20 W

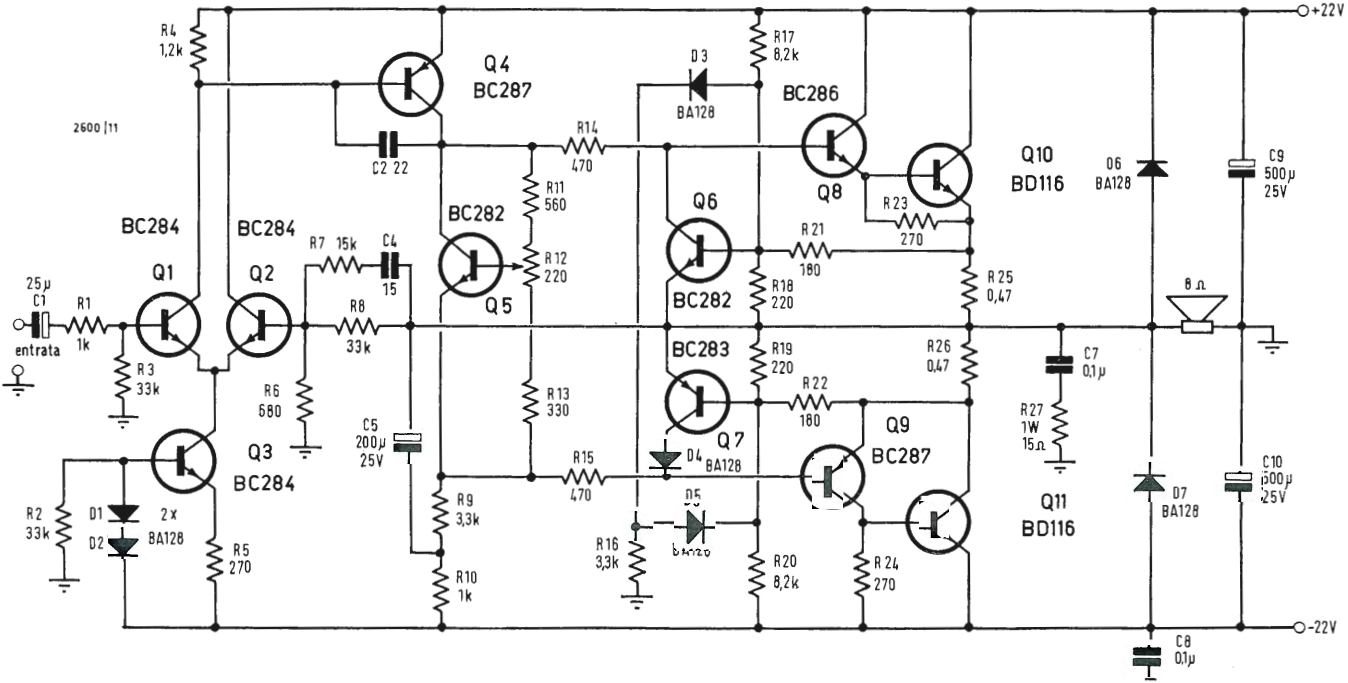



Fig. 9 - Amplificatore audio 20 W con protezione contro il sovraccarico.

Amplificatore 20 W per altoparlante di 8 Ω

Caratteristiche generali:
Impedenza d'entrata 30 kΩ
Sensibilità (P_u = 20 W, f = 1 kHz) 330 mV
Potenza di uscita max (efficace) 20 W
Risposta in frequenza (—3 dB) 15 Hz ÷ 100 kHz
Carico di uscita 8 Ω (componente resistiva in serie > 6,5 Ω)
Distorsione (potenza max) 0,1 %
Rumorosità (riferita alla potenza max)—80 dB

Queste figure di prestazione sono illustrate nei grafici qui a fianco.

Fig. 10

TABELLA 3

Componenti:

Resistenze	Tolleranza	Potenza	Componente	Valore	Note
$R_1 = 1$	$k \pm 10\%$	½ W	$C_1 = 5$ μF		25 V
$R_2 = 33$	$k \pm 10\%$	½ W	$C_2 = 22$ pF		ceramico
$R_3 = 33$	$k \pm 10\%$	½ W	$C_3 = 50$ μF		25 V
$R_4 = 1{,}2$	$k \pm 10\%$	½ W	$C_4 = 15$ pF		ceramico
$R_5 = 270$	$\pm 10\%$	½ W	$C_5 = 200$ μF		25 V
$R_6 = 680$	$\pm 5\%$	½ W	$C_6 = 0{,}1$ μF		film poliestere
$R_7 = 15$	$k \pm 10\%$	½ W	$C_7 = 0{,}1$ μF		film poliestere
$R_8 = 33$	$k \pm 5\%$	½ W	$C_8 = 0{,}1$ μF		film poliestere
$R_9 = 3{,}3$	$k \pm 10\%$	½ W	$C_9 = 500$ μF		25 V
$R_{10} = 1$	$k \pm 10\%$	½ W	$C_{10} = 500$ μF		25 V
$R_{11} = 560$	$\pm 10\%$	½ W			
$R_{12} = 220$	pot.		Q_1	BC284	
$R_{13} = 330$	$\pm 10\%$	½ W	Q_2	BC284	
$R_{14} = 470$	$\pm 10\%$	½ W	Q_3	BC284	
$R_{15} = 470$	$\pm 10\%$	½ W	Q_4	BC287	
$R_{16} = 3{,}3$	$k \pm 5\%$	½ W	Q_5	BC282	
$R_{17} = 8{,}2$	$k \pm 5\%$	½ W	Q_6	BC282	
$R_{18} = 220$	$\pm 5\%$	½ W	Q_7	BC283	
$R_{19} = 220$	$\pm 5\%$	½ W	Q_8	BC286	
$R_{20} = 8{,}2$	$k \pm 5\%$	½ W	Q_9	BC287	
$R_{21} = 180$	$\pm 10\%$	½ W	Q_{10}	BD116	con dissipatore di calore 3°C/W
$R_{22} = 180$	$\pm 10\%$	½ W	Q_{11}	BD116	con dissipatore di calore 3°C/W
$R_{23} = 270$	$\pm 10\%$	½ W			
$R_{24} = 270$	$\pm 10\%$	½ W			
$R_{25} = 0{,}47$	$\pm 10\%$	3 W	D_1, D_2, D_3, D_4, D_5,		
$R_{26} = 0{,}47$	$\pm 10\%$	3 W	D_6, D_7 = BA128		
$R_{27} = 15$	$\pm 10\%$	1 W			

* I valori delle resistenze sono espressi in ohm.

troreazione totale in continua portata alla base di Q_2 tramite R_8 assicurano la stabilità del punto di lavoro dell'amplificatore.

Il guadagno totale in alternata è determinato dal rapporto di R_8/R_6 e può essere variato entro ampi limiti senza che si verifichino fenomeni di instabilità.

La stabilità in alta frequenza è assicurata dalla capacità di controreazione C_2 posta tra collettore e base di Q_4.

I limiti della banda passante sono definiti da R_7 e C_4 per le frequenze alte, e da C_3 per le frequenze basse.

In fig. 9 è rappresentato lo stesso amplificatore, ma con l'aggiunta del circuito di protezione per sovraccarichi e cortocircuiti del carico.

Nella tabella 3 e in fig. 10, sono raccolti i dati e le prestazioni totali dell'amplificatore descritto.

In fig. 11 è indicato il circuito stampato usato, su cui trovano posto anche i radiatori per i transistori finali (3,5 °C/W per t. amb. max = 60°C).

Fig. 11*a*) - Basetta a circuiti stampati.

Fig. 11*b*) - Disposizione dei componenti.

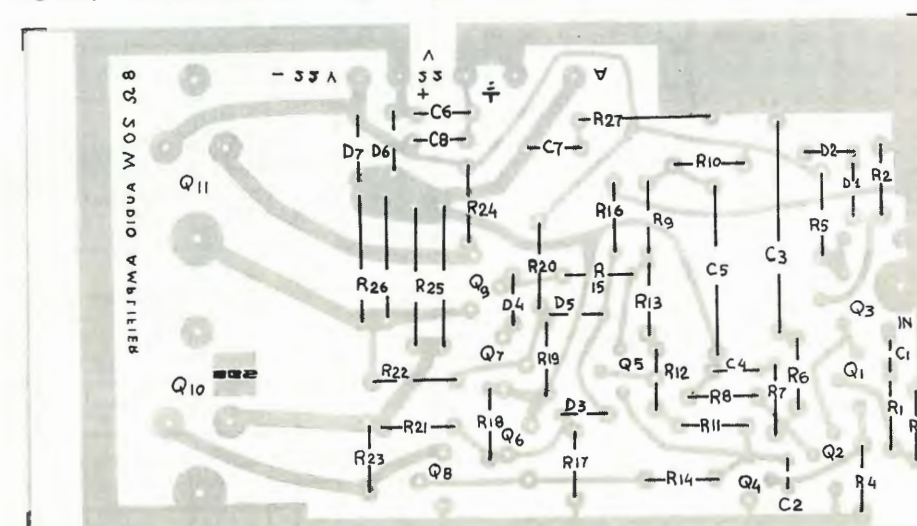
2. - CONCLUSIONI

Sono stati descritti tre amplificatori dalle prestazioni generali che li rendono idonei per impieghi su apparati ad alta fedeltà e con circuiti opzionali di sicurezza, che ne elevano notevolmente il grado di affidamento.

3. - BIBLIOGRAFIA

R. Franceschi «Criteri di progetto per amplificatori audio di potenza senza trasformatori» Nota Tecnica N° 547.

Un telefono elettronico a tastiera

Prototipo di un telefono elettronico realizzato presso i laboratori della S.G.S. di Agrate Brianza.

Non sarà più necessario ripetere la composizione di un numero telefonico quando la linea chiamata è occupata. Premendo un solo pulsante, la cornetta ci farà pervenire il segnale di linea libera e in caso contrario sarà sufficiente ripetere la stessa rapida operazione più volte, sino a raggiungere il risultato desiderato.

Questa è una delle caratteristiche di cui è dotato un rivoluzionario telefono elettronico, realizzato sotto forma di prototipo, nei laboratori della S.G.S. ad Agrate Brianza nei pressi di Milano.

Sempre con lo stesso apparecchio, il numero viene composto per mezzo di una tastiera a pulsanti numerati da 0 a 9 che accelera notevolmente il tempo di composizione delle varie cifre.

Mentre il numero viene formato, la cornetta può rimanere abbassata in quanto la comunicazione si ottiene successivamente premendo un apposito pulsante di invio della chiamata.

Il numero richiesto, all'atto della sua formazione, compare inoltre su un apposito quadrante luminoso e può essere controllato prima dell'invio, in modo da prevenire errori che possono risultare anche molto costosi, specie se si considera che prima o poi verrà attuata la teleselezione intercontinentale che comporterà la formazione di numeri sino a 16 cifre.

In un prossimo futuro si prevede infine di dotare questo stesso apparecchio di un dispositivo per la lettura delle schede perforate e non è quindi lontano il giorno in cui i biglietti da visita potranno essere corredati da una banda perforata con la registrazione del numero telefonico. Basterà infatti introdurli in un'apposita fessura del telefono per ottenere automaticamente la comunicazione, senza alcuna possibilità di errori nella composizione del numero.

Le dimensioni del nuovo apparecchio elettronico non superano quelle di un normale telefono da tavolo, grazie all'impiego dei microcircuiti. Se infatti fosse stato realizzato usando transistori, diodi ed altri componenti tradizionali, il suo volume d'ingombro sarebbe dieci volte superiore.

Il telefono elettronico, il cui prototipo sarà presentato alle industrie di apparecchiature, rientra nel quadro delle ricerche intraprese dal laboratorio applicazioni della S.G.S. per estendere l'impiego dei microcircuiti ad un numero sempre più vasto di apparecchi elettronici civili di uso comune. Il loro uso è stato infatti sino ad ora quasi esclusivamente riservato ad applicazioni spaziali, ai calcolatori, ai radar e ad altre apparecchiature molto complesse. (*s.g.s.*)

dott. ing. R. Caliri

Convertitori di standard televisivi*

Passaggio dallo standard televisivo americano a quello europeo senza ridurre le dimensioni dell'immagine e possibilità di sincronizzazione mediante segnali generati localmente.

Poiché nei vari paesi sono stati adottati differenti standards televisivi, gli scambi di programmi tra le varie nazioni impongono l'uso dei convertitori di standards, a meno che questi scambi non avvengano sotto la forma di pellicole cinematografiche.

I primi tipi di convertitori erano legati al principio del trasferimento dell'immagine (1,2); si riproduceva infatti la figura da convertire sullo schermo di un tubo a raggi catodici e la si riprendeva con una telecamera che lavorava nello standard desiderato. Un sistema di questo genere peggiorava evidentemente la qualità dell'immagine finale.

Con l'avvento del sistema BBC-2 (625 linee) è diventato necessario creare un convertitore in modo da passare in maniera soddisfacente da questo standard a quello a 405 linee. Tutti i convertitori che ricorrono al principio della memorizzazione di linea (line-store), con ugual numero di quadri al secondo, sono stati notevolmente perfezionati e sono attualmente largamente impiegati (3).

Con l'aumentato uso delle registrazioni video su nastro magnetico e con le comunicazioni per mezzo dei satelliti, lo scambio di programmi tra reti che usano standards a 50 e 60 quadri al secondo avviene ormai giornalmente; nel passato conversioni di questo tipo venivano realizzate impiegando il metodo basato sul trasferimento dell'immagine.

Attualmente un numero di paesi sempre maggiore sta impiegando la televisione a colori e preme affinché si risolva in maniera soddisfacente il problema della conversione anche per questo tipo di trasmissione. Il sistema di conversione per una trasmissione a colori con il metodo del trasferimento dell'immagine presenta seri problemi e, per quanto in data recente si siano raggiunti apprezzabili risultati con questo sistema (4), si considera necessario ricorrere ad un procedimento di conversione di tipo interamente elettronico che risolva completamente il problema di convertire immagini a colori ed effettuare contemporaneamente, se necessario, il cambiamento della frequenza di quadro.

Nel 1964 si iniziò presso la BBC lo studio di due di questi sistemi di conversione interamente elettronici. Questi convertitori richiedevano una capacità di immagazzinamento sufficiente per memorizzare un quadro del segnale televisivo e vennero perciò chiamati convertitori a memorizzazione di quadro.

La procedura di conversione era basata sull'impiego di ritardi ottenuti mediante quarzi (8), poiché questa strada sembrava presentare ragionevoli possibilità di successo in un tempo relativamente breve.

Il primo convertitore completamente elettronico (5) fu realizzato nel 1967 ma, anche se relativamente semplice, esso soffrì di due limitazioni. In primo luogo le dimensioni dell'immagine convertita sono ridotte rispetto a quelle di partenza e, seconda limitazione, la frequenza di quadro ottenuta è rigidamente legata alla frequenza di quadro di partenza secondo il rapporto 5/6.

Le frequenze di quadro europea ed americana sono rispettivamente 50 Hz (esatti) e 59,94005 Hz, con tolleranze piuttosto strette, perciò il segnale convertito non risulta standard.

Il secondo tipo di convertitore (6,7), un poco più sofisticato, è stato completato recentemente e non soffre degli svantaggi del precedente e, oltre a questo, ha la caratteristica di permettere la sincronizzazione con sorgenti locali.

Il primo e maggiore impiego di questo tipo più moderno di convertitore è stato quello relativo alle trasmissioni in diretta dei Giochi Olimpici di Città del Messico. In quel caso i segnali erano generati nello standard a 525 linee e quindi trasmessi, via satellite, a Goonhilly e da qui, con mezzi tradizionali, a Londra. Dopo la conversione allo standard da 625 linee, i segnali venivano trasmessi in Inghilterra e, attraverso l'Eurovisione, al resto d'Europa; un totale di 9 organizzazioni nazionali hanno trasmesso, per l'occasione, i programmi a colori e altri 19 le hanno trasmessi in bianco e nero.

(*) *Wireless World*, gennaio 1969, pag. 8.

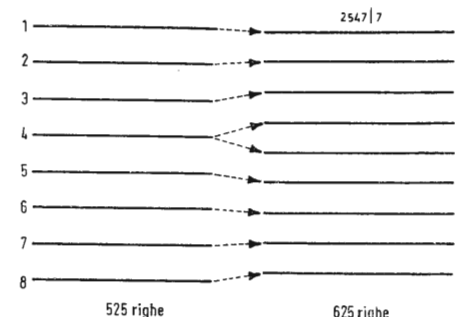



Fig. 1 - Posizione relativa delle righe sullo schermo negli standards a 525 e 625 righe.

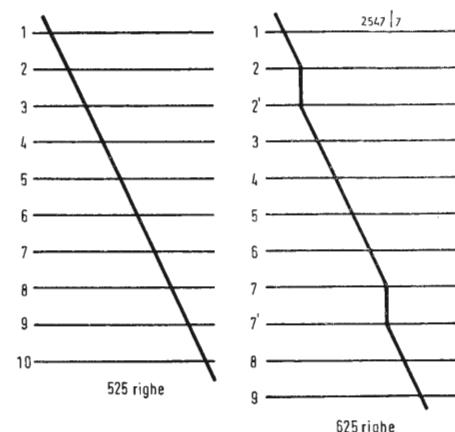



Fig. 2 - Riproduzione nel sistema a 625 righe di una linea retta tracciata in diagonale e derivata dal sistema a 525 righe ripetendo un certo numero di queste.

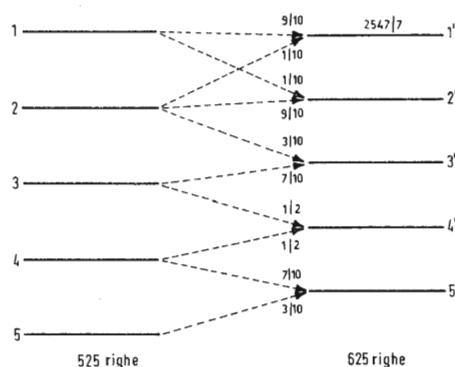



Fig. 3 - Derivazione del sistema a 625 righe mediante interpolazione effettuata sul sistema a 525 righe. In figura la riga 1' è ottenuta sommando i 9/10 del segnale relativo alla riga di ingresso 1 e 1/10 del segnale relativo alla riga di ingresso 2.

1. - PRINCIPI DI FUNZIONAMENTO DEL CONVERTITORE PERFEZIONATO

Una immagine televisiva è rappresentata per mezzo di una serie di quadri, simili concettualmente ai fotogrammi di una pellicola cinematografica, che mostrano le successive posizioni di soggetti in movimento a regolari intervalli di tempo.

Ogni quadro è suddiviso a sua volta in un numero discreto di lonee, ognuna delle quali riporta l'informazione di, luminosità (e colore) di una sottile striscia orizzontale del quadro.

In tutti i sistemi televisivi moderni si fa ricorso alla scansione intercalata, cioè solo metà delle linee (le dispari ad esempio) vengono riportate su un quadro, mentre le linee pari compaiono sul quadro successivo. Con questo sistema dunque ogni linea orizzontale viene esplorata ogni due quadri.

Lo standard inglese contiene 625 linee per immagine (esplorate come si è detto durante due quadri successivi) e la frequenza di quadro è di 50 Hz. Lo standard americano, invece, fa riferimento a 525 linee e la frequenza di quadro è di circa 60 Hz.

Il convertitore riceve all'ingresso un segnale secondo lo standard americano e lo converte, mediante una manipolazione completamente elettronica, in uno standard europeo. La conversione viene sostanzialmente realizzata in due fasi. Dapprima i segnali relativi alle linee di ingresso vengono usati per ricavare, per interpolazione, una serie di linee di uscita, e infine queste linee vengono opportunamente ritardate di un certo intervallo di tempo in modo che si presentino in fase con gli impulsi di sincronismo dello standard voluto.

La fig. 1 mostra la posizione relativa delle linee in un quadro dei due standard. Il gruppo di linee a sinistra, standard a 525 linee, è considerevolmente più spaziato del gruppo di destra, relativo allo standard europeo. Il modo più semplice di generare un sistema a 625 linee, partendo da un sistema a 525 linee, è quello di scegliere, come linee da aggiungere, linee vicine a quelle già trasmesse. Per fare un esempio pratico prendiamo, in fig. 1, le linee numero 1,2 e 3 di sinistra e impieghiamole come linee numero 1, 2 e 3 di destra; la linea n. 4 di sinistra, viene usata sia per la linea n. 4, sia per la n. 5 di destra; le linee n. 5, 6, 7 e 8 di sinistra vengono infine messe al posto delle linee n. 6, 7, 8 e 9 di destra. In questo modo una qualunque sequenza di linee del sistema a 525 linee può essere direttamente usata come linea di uscita, ma, circa ogni cinque linee, una di queste deve essere ripetuta. Un completo quadro di uscita da 312,5 linee può essere così ottenuto partendo da un quadro da 262,5 linee semplicemente ripetendone 50.

L'effetto che si ottiene ripetendo un certo numero di linee è riportato nella fig. 2, nella quale viene mostrato come si deforma dopo la conversione una linea retta tracciata in diagonale sullo schermo.

Inconvenienti di questo tipo si sono incontrati anche nello sviluppo di convertitori a memorizzazione di riga tra lo standard a 625 e quello a 405 linee ed è stato possibile superare questi inconvenienti ricorrendo ad una interpolazione tra le righe successive. Ogni riga di uscita viene ottenuta come risultato di una composizione dei segnali video relativi a due righe di ingresso in rapporti che dipendono dalla posizione relativa delle linee di ingresso e di uscita.

La fig. 3 illustra questo modo di procedere e mostra quale potrebbe essere un possibile insieme di rapporti di interpolazione (i rapporti sono le frazioni riportate sulla figura); in questo modo non si ottengono le righe di uscita semplicemente riproducendo quelle di ingresso, ma si prendono delle frazioni delle tensioni relative a queste ultime e, sommandole, si ottengono le tensioni rappresentative delle righe di uscita.

Anche in questo caso bisognerà aggiungere 50 righe per passare dallo standard 525 allo standard 625 righe. Per presentare in modo sequenziale le righe di uscita è necessario introdurre opportuni ritardi ogniqualvolta si introduce una delle righe in più. Se la durata di una riga fosse la stessa nei due standard basterebbe disporre di un ritardo pari al tempo di riga, ma questo è pari a 63,5 μs nello standard a 525 righe e a 64μs nello standard a 625 righe per cui si sceglie un ritardo tale da dare il quadro di uscita della durata corretta. Poiché si devono aggiungere 50 righe per ogni quadro, vengono aggiunte 50 ulteriori unità di ritardo e questo ritardo deve essere pari a 1/50 della differenza delle durate dei quadri. In pratica il ritardo unitario è approssimativamente di 66,3 μs. Mentre la scelta di questo valore per il ritardo dà una corretta cadenza per il quadro di uscita, la durata delle righe di uscita risulta differente per qualche microsecondo a causa della diversa durata delle righe nei due standards.

Il quadro seguente dovrà ovviamente essere trattato in modo uguale e si avrà così un ulteriore aumento del ritardo introdotto durante questo processo di conversione. Per ogni quadro il ritardo introdotto è di 66,3 μs $\times$ 50 $=$ 3,33 ms e poichè non è possibile incrementare questo ritardo indefinitamente, dopo 5 quadri di ingresso si trascura il successivo (il ritardo totalizzato è di 16,66 ms) cioè un intero quadro è ormai memorizzato nelle unità di ritardo.

Arrivati a questo punto il quadro successivo, il settimo, viene ancora uti-

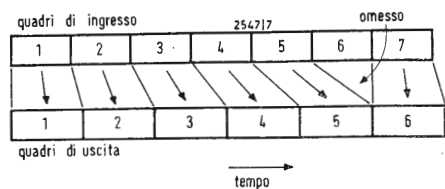



Fig. 4 - Sequenza dei quadri di ingresso e dei quadri di uscita derivati dai primi.

lizzato per formare il primo di una nuova sequenza di quadri di uscita. La fig. 4 dà una chiara idea di questo processo di conversione e l'aumento del numero di righe è compensato dalla diminuzione del numero dei quadri, in modo che non vi sono ritardi che crescono indefinitamente.

La omissione di alcuni quadri causa dei disturbi alla visione di elementi in movimento sulla scena. Un oggetto in moto infatti viene visto spostarsi in modo naturale per cinque quadri e saltare in una posizione inaspettata al sesto; il disturbo dovuto a questi «salti» alla frequenza di omissione del sesto quadro, 10 Hz, viene eliminato usando un processo di interpolazione tra quadri simile a quello impiegato per le righe.

2. - SISTEMI PRATICI DI CONVERSIONE

La fig. 5 è uno schema a blocchi del sistema di conversione. Gli impulsi di sincronismo associati con il segnale di ingresso a 525 righe sono inviati da un opportuno circuito ad una unità che fornisce i segnali per il governo dell'interpolatore e per la generazione dei ritardi.

L'interpolatore contiene gli elementi per ritardare i segnali connessi con la riga e i segnali connessi, con il quadro in modo che si rendono disponibili simultaneamente righe adiacenti dello stesso quadro. Queste righe saranno poi combinate in dati rapporti in modo da creare la riga di uscita nello standard desiderato.

La mescolazione è limitata ai rapporti 1/4, 3/4 e 1/2, 1/2.

La memoria è costituita da una serie di unità di ritardo a quarzo ed è realizzata in modo che sia possibile cortocircuitare i vari elementi e impedire così che il segnale possa attraversarli. I ritardi ottenibili sono approssimativamente in progressione aritmetica e in fig. 6 è illustrata la composizione dei vari percorsi che il segnale può seguire.

La fig. 6a mostra la disposizione dei primi tre elementi della memoria. Il ritardo complessivo è un multiplo del ritardo unitario T e gli interruttori hanno due stati possibili, mostrati in figura.

La fig. 6b mostra gli interruttori nella posizione «tutti in alto» in modo che i segnali, presentandosi all'ingresso A, attraversano la memoria senza subire ritardi. Se ora un'altra riga entra contemporaneamente in B attraversando solo un elemento di ritardo, all'uscita di quest'ultimo questa riga si presenterà immediatamente dopo la prima e portando la posizione dell'interruttore due nella posizione in basso, all'uscita del percorso A le due righe si presenteranno in sequenza.

Il percorso che introduce un ritardo unitario è mostrato in fig. 6c. La successiva riga aggiuntiva può ora entrare nella memoria dall'ingresso A e attraversare il circuito di ritardo $2T$ presentandosi all'uscita di questo in tempo (interruttore 3) per essere introdotta nella giusta sequenza con le righe precedenti.

La fig. 7 mostra il circuito completo che permette di realizzare ritardi da 0 a $3T$. È evidente che usando una serie di circuiti con ritardi che ogni volta raddoppiano (progressione geometrica di ragione $\mu 2$) è possibile ottenere ritardi lunghi quanto si vuole. Quando si sarà raggiunto il ritardo massimo richiesto, inserendo tutti gli elementi come è mostrato per l'ingresso B della fig. 6b, il percorso adiacente senza ritardi sarà pronto per ricevere la riga successiva, dopo che un intero quadro è stato omesso e il ritardo deve tornare a zero.

Dopo la memoria a linea di ritardo (fig. 5) gli errori dovuti alle differenze tra la durata delle righe nei due standards, oltre agli errori introdotti da imperfezioni nei circuiti di ritardo, sono eliminati nel correttore. In pratica, poichè gli standards di ingresso e uscita non sono legati tra loro da un rapporto fisso, è necessario avere una capacità di memoria superiore a quella strettamente necessaria per poter memorizzare una riga in modo da accettare piccole differenze di fase tra i due standards.

A questo punto la conversione del segnale è completata e sarà sufficiente aggiungere gli impulsi di sincronismo al segnale di uscita per avere la possibilità di manipolarlo a piacimento.

Fig. 5 - Schema a blocchi del sistema di conversione.

Benchè, in linea di principio, un convertitore elettronico con banda sufficientemente larga possa manipolare segnali a colori oltre che in bianco e nero, sorgono tuttavia delle complicazioni dovute al sistema di codificazione. Il segnale americano (standard N.T.S.C.) è dapprima convertito (9) in uno standard intermedio simile al N.T.S.C. ma facente uso di una subportante a frequenza più elevata e quindi viene convertito nel sistema

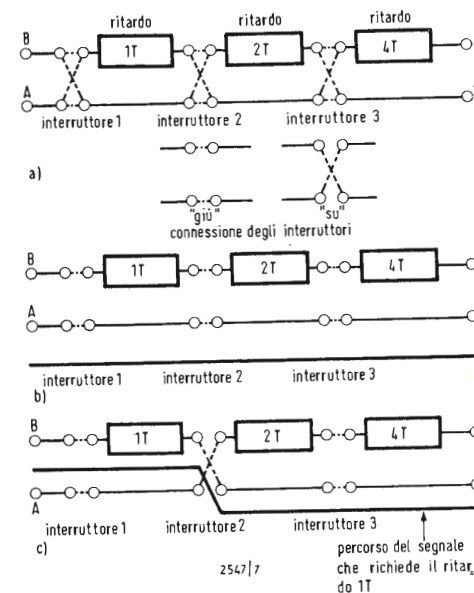



Fig. 6 - Il sistema di memoria a linea di ritardo: a) primi tre stadi della memoria; b) connessione degli interruttori «tutti su»; la linea grossa mostra il percorso del segnale con ritardo zero; c) l'interruttore 2 nella posizione «giù» per selezionare il percorso con ritardo 1 T.

PAL, come richiesto per lo standard da 625 linee.

3. - SVILUPPI FUTURI

Il convertitore in questione è in grado di ricevere programmi, in diretta e registrati su nastro, prodotti con lo standard americano, sia a colori, sia in bianco e nero, e in futuro si produrrà una apparecchiatura, con le stesse prestazioni, in grado di effettuare l'operazione inversa (conversione nello standard americano a partire da quello europeo).

È stato anche suggerito di impiegare un convertitore che lavora su questi principi e ricorre alla sincronizzazione effettuata da sorgenti lontane (10). Questo modo di procedere può senz'altro presentare dei vantaggi in un sistema di telediffusione poichè risultano semplificati, con tutti i segnali sincronizzati tra di loro, i processi di mescolazione e scambio. Una soluzione di questo tipo (11) è già disponibile, ma può essere usata solo in determinate circostanze.

4. - RIFERIMENTI

1) - «Conversion of television standards» di LORD, A.V. *B.B.C. Quarterly*, vol. 8 n. 2 Estate 1953.

2) - «Awide range standards converter» di ROUT, E. R. e VIGURS, R. F. *Journal of the Television Society*, vol. 9 n. 12, Ottobre-Dicembre 1960.

3) - «Television standards converters using a linestore» di RAINGER P. e ROUT, E. R. Proc. I.E.E., vol. 113, n. 9, Settembre 1966, pp. 1437-1457.

4) - «Methoden zur Farbnormwandlung NTSC-PAL zwischen Fernsehnormen unterschiedlichen Vertikal frequenz» di JAESCHKE, F. *NTZ* Aprile 1968, pp. 177-181.

5) - «Colour TV Standards Converter», *Wireless World*, vol. 73, n. 10, Ottobre 1967, pp. 476-477.

6) - «Field-store standards conversion» di WHARTON, W. e DAVIES, R. E. *Proc. I.E.E.*, vol. 133, n. 6, Giugno 1966, pp. 989-996.

7) - «Electronic standards conversion for transatlantic color television» di ROUT, E. R. e DAVIES, R. E. *J.S. M.P.T.E.*, vol. 77, n. 1, Gennaio 1968, pp. 12-14.

8) - Ultrasonic delay lines» di Brocklesby, C. F., Palfreeman, J. S. e Gibson, R. W. ILIFFE, Londra (1963).

9) - «Translating and Transcoding between Colour - Television Systems with Common Scanning Standards» di EDWARDSON, S. M. *Proc. I.E.E.*, vol. 114, n. 1, Gennaio 1967.

10) - British Patent Application n. 45588/66.

11) - «Picture source synchronisation - the Natlock system» di BLISS, J. L., MILLAR, *I. D. B.* e ALLEN, D. J. *E.B.U. Review*, Part A, Technical, n. 107, Febbraio 1968.

A.

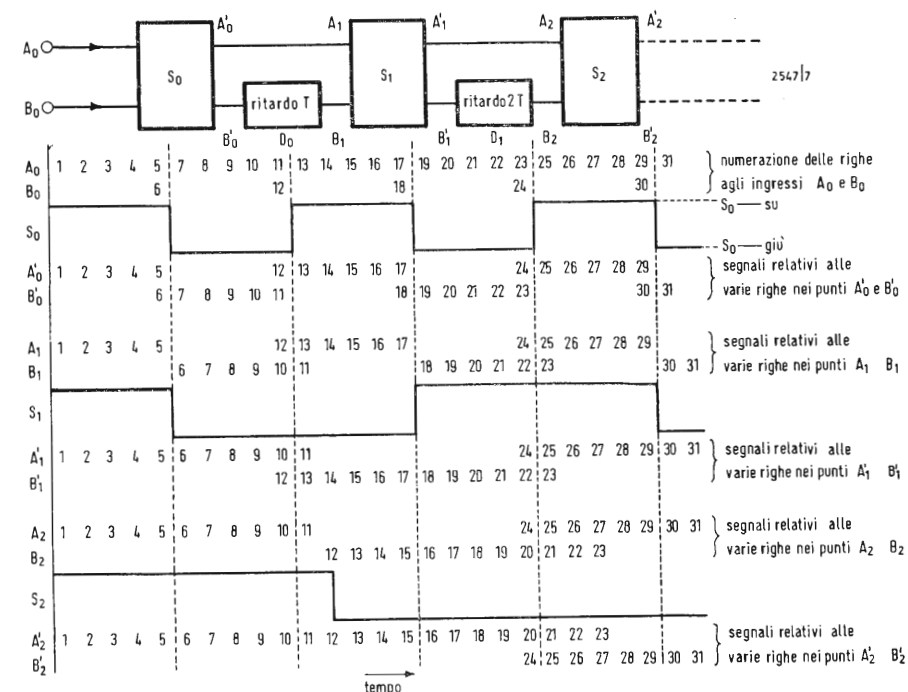



Fig. 7 - Trasmissione attraverso la memoria dei segnali relativi alle varie righe.

dott. ing. A. Piazza

Amplificatori operazionali: teoria e procedimenti di prova*

Fondamentalmente un amplificatore operazionale è un amplificatore accoppiato in c.c. ad elevatissimo guadagno che per il controllo delle sue caratteristiche di risposta fa uso di una reazione. Il termine « amplificatore operazionale » è stato infatti introdotto in origine dagli operatori nel campo dei calcolatori analogici per indicare un circuito amplificatore in grado di compiere varie operazioni matematiche, quali la integrazione, la differenziazione, la somma e la sottrazione. Gli amplificatori differenziali sono tuttora largamente usati per calcoli analogici, ma il loro campo di applicazioni è stato attualmente esteso enormemente in modo da includere un gran numero di altri campi, per esempio in molti rami della strumentazione e del controllo. Anche le applicazioni non lineari degli amplificatori operazionali sono ora del tutto comuni; i comparatori di tensione, i generatori di funzioni non lineari e i raddrizzatori ultra lineari non sono che pochi esempi del loro impiego in quest'ultima categoria.

Gli amplificatori operazionali della tecnica precedente impiegavano circuiti a valvole termoioniche, circuiti che sono stati però attualmente largamente sostituiti dai circuiti allo stato solido. Una vasta gamma di gruppi amplificatori allo stato solido è disponibile in commercio, compresi gli amplificatori f.e.t., stabilizzati ad oscillatore e parametrici in forme di circuiti integrati ibridi a pellicola sottile e a componenti distinti, circuiti integrati ibridi a pellicola spessa e circuiti integrati monolitici.

Gli amplificatori a componenti distinti sono montati su pannelli o piastre a circuito stampato e spesso forniti in gruppi incapsulati di resine ossidate che possono essere saldati direttamente ad un pannello o piastra a circuito stampato, oppure inseriti in una opportuna presa di accoppiamento. Essi possono essere prodotti economicamente in piccoli quantitativi. In generale i circuiti integrati ibridi a pellicola sottile sono usati in applicazioni analogiche estremamente complesse e con tolleranze rigide, che richiedono una stabilità dei resistori molto marcata. I circuiti integrati ibridi a pellicola spessa sono largamente usati per esigenze di forte produzione, in cui si richiede un gran numero di tipi di circuiti, ma in cui la quantità di circuiti prodotta per pio tpuò essere piccola.

I circuiti integrati a semiconduttori sono per la massima parte applicati nei casi in cui vi siano notevoli esigenze di ripetizione e in cui i tipi di circuiti interessati siano in numero relativamente esiguo.

La fabbricazione dei sistemi elettronici in forma integrata data dal 1959 circa e all'inizio l'attenzione è stata concentrata ai sistemi digitali; è stato solo relativamente di recente che si è avuta la disponibilità a prezzi moderati di una varietà di circuiti lineari integrati. Una caratteristica importante del processo di fabbricazione dei circuiti integrati è che il costo della attrezzatura per ogni circuito singolo è elevato e che è possibile produrre economicamente i circuiti stessi solo se si producono forti quantitativi dello stesso circuito. Il progettista elettronico, abituato a scegliere i singoli componenti che soddisfano esattamente le sue esigenze, deve ora adottare un metodo alquanto diverso, se deve fare uso dei circuiti integrati. Egli deve accettare i circuiti disponibili prodotti in serie e modificarli secondo bisogno per soddisfare le proprie esigenze, collegando ad essi dei componenti distinti esterni.

È lecito chiedersi quali possano essere i vantaggi di questo cambiamento di indirizzo, quello cioè di usare i circuiti integrati, e le ragioni che si possono avanzare sono quelle della sicurezza di funzionamento, costo, prestazione, dimensioni e peso, ragioni che sono del tutto formidabili. La miglior sicurezza di funzionamento deriva da fattori quali un minor numero di connessioni di materiali dissimili, e quindi minor possibilità che si verifichino dei guasti nelle connessioni e manipolazione ridotta delle singole parti componenti e pertanto una maggior uniformità del prodotto. Il vantaggio del costo non è sempre di evidenza immediata. Il costo effettivo di un circuito integrato può risultare superiore a quello dei componenti separati necessari per realizzare un tale circuito; se però si considera la riduzione del tempo di progettazione e di costruzione, il circuito integrato di solito finisce per dimostrarsi il più economico. Le caratteristiche superiori di prestazione dei circuiti integrati derivano dallo stretto accoppiamento dei componenti e dalle interconnessioni assai corte tra i componenti stessi e possibili in questi circuiti. Le riduzioni di dimensioni e peso che si ottengono sono evidenti, per quanto non sempre indispensabili.

Il frammento vero e proprio di silicio, sul quale si forma un amplificatore operazionale a circuito integrato, è di pochissimo più grande di un frammento di transistore singolo, con dimensione del tutto tipica di un millimetro quadrato. Per la confezione del frammento esistono diversi procedimenti differenti. Un procedimento [fig. 1a)] è quello del montaggio in un corpo di transistore del tipo metallico, un altro è quello del pacco piatto a 10 conduttori [fig. 1b)] e in tempi più recenti è stata introdotta la confezione in materia plastica a linea duplice [fig. 1c)]. Molti fabbricanti producono versioni economiche dei loro amplificatori secondo questo ultimo tipo di confezione. La confezione in materia plastica a linea duplice presenta 14 connessioni a piedino disposte per accoppiarsi in modo conveniente con un pannello o piastra a circuito stampato, per quanto una volta che questi piedini sono saldati in posizione sia alquanto difficile poter togliere l'amplificatore. Per eliminare questa difficoltà è spesso conveniente usare una delle prese a linea duplice che sono disponibili, prese che eliminano la necessità di saldare i conduttori del circuito integrato. Le stesse prese possono essere montate su chassis o circuito stampato; esse sono realizzate con terminazioni in stagno o a filo coperto.

Non è indispensabile che chi usa amplificatori operazionali a circuito integrato abbia familiarità con i complicati dettagli del circuito interno dell'amplificatore (può comunque riuscire a comprenderli!), mentre deve comprendere la funzione delle connessioni esterne fornite dal fabbricante e deve comprendere i termini usati per determinare la prestazione dell'amplificatore se deve poter scegliere il dispositivo che meglio si addice ad un particolare amplificatore. Normalmente la risposta desiderata di un amplificatore operazionale si ottiene collegando le componenti di reazione esternamente ai terminali d'entrata dell'amplificatore. Un amplificatore con una entrata differenziale consente una maggior flessibilità di scelta della configurazione di reazione e la maggior parte degli amplificatori operazionali a circuito integrato sono realizzati con entrata differenziale e uscita a terminazione singola. Infatti, la maggior parte degli amplificatori ad accoppiamento diretto fanno invariabilmente uso della configurazione differenziale in quanto dall'accoppiamento delle caratteristiche è possibile ottenere la miglior prestazione allo sbandamento. Gli amplificatori operazionali sono destinati in genere a funzionare da sorgenti d'energia simmetriche positive e negative per permettere una tensione in uscita che può essere positiva o negativa rispetto a massa e una risposta alla frequenza che scende fino a zero. Le funzioni menzionate richiedono cinque connessioni esterne all'amplificatore. La maggior parte degli amplificatori è dotata di diverse altre connessioni esterne, il cui scopo sarà discusso nel seguito. Se l'applicazione particolare non richiede una risposta in corrente continua, è possibile far funzionare gli amplificatori con una sorgente d'energia singola.

1. - CARATTERISTICHE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI A CIRCUITO INTEGRATO

Il simbolo grafico comunemente usato per un amplificatore operazionale è un triangolo indicante il senso di flusso del segnale [fig. 2a)]. Trascurando certi errori importanti, che saranno discussi nel seguito, l'uscita dell'amplificatore è riferita alle sue entrate dalla curva di trasferimento riprodotta in fig. 2b), e con guadagni del tutto tipici a spira aperta superiori a 10^5 e solo una piccolissima tensione tra i due terminali di entrata necessaria per determinare la saturazione dell'uscita dell'amplificatore.

Il guadagno di tensione a spira aperta, A_{VOL}, è definito come il rapporto tra la variazione della tensione in uscita Δe_o e la variazione di tensione Δe_e tra i due terminali d'entrata; esso è normalmente determinato per c.c. e può essere determinato dalla pendenza della porzione non satura della curva di trasferimento.

Gli amplificatori operazionali sono infatti raramente usati a spira aperta,

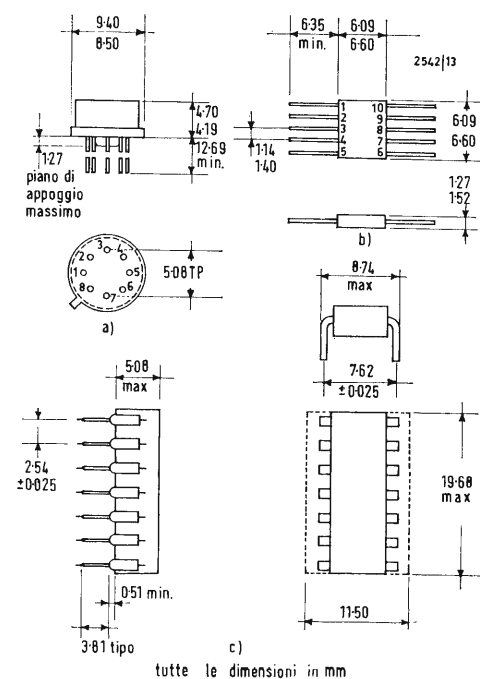



Fig. 1 - Tipi di incapsulamento per amplificatori operazionali a circuito integrato: (*a*) « a profilo a transistor », (*b*) « a pacco piatto », (*c*) « a linea duplice ».

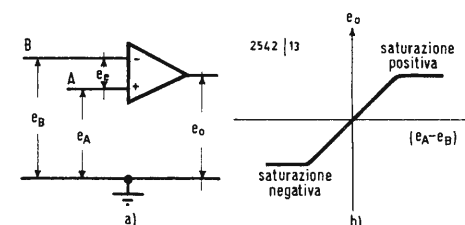



Fig. 2 - (*a*) Simbolo grafico di un amplificatore operazionale; (*b*) curva di trasferimento ideale di un amplificatore operazionale.

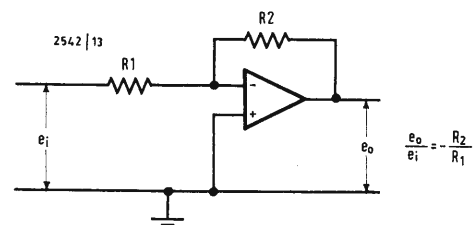



Fig. 3 - Configurazione di reazione di amplificatore d'inversione.

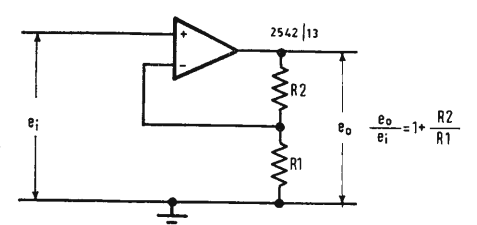



Fig. 4 - Configurazione di reazione di amplificatore di non inversione.

(*) *Wireless World*, febbraio 1969, pag. 54.

mentre per migliorare la precisione sono usati con reazione negativa. L'importanza del guadagno a spira aperta consiste nel fatto di determinare i limiti di precisione in tali applicazioni. Le due configurazioni fondamentali di reazione sono i circuiti di inversione (fig. 3) e di non inversione (fig. 4).

Il guadagno di tensione a spira chiusa, A_{VCL}, dell'amplificatore d'inversione è definito come il rapporto tra la variazione di tensione in uscita e la variazione di tensione in entrata applicata al resistore d'entrata R_1. Se l'amplificatore viene considerato come amplificatore ideale, ossia impedenza d'entrata infinita, impedenza d'uscita zero, larghezza di banda e guadagno a spira aperta infiniti, la reazione mantiene ad ogni istante a zero la tensione di errore e_e tra i due terminali d'entrata ed una semplice analisi dimostra che il guadagno a spira chiusa è

$$A_{VCL} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Se l'amplificatore è ideale tranne per il guadagno finito a spira aperta, il guadagno a spira chiusa è

$$A_{VCL} = -\frac{R_2}{R_1}\left\{\frac{1}{1+\dfrac{1}{\beta A_{VOL}}}\right\} \quad (1)$$

(vedasi l'Appendice 1)

in cui

$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

La grandezza A_{VOL} è chiamata il *guadagno della spira*, e rappresenta il fattore più importante nella determinazione della prestazione a spira chiusa. L'errore del guadagno a spira chiusa dovuto al guadagno finito a spira aperta può essere espresso dal fattore di errore

$$\frac{1}{1+\dfrac{1}{\beta A_{VOL}}}$$

che equivale all'incirca a

$$1-\frac{1}{\beta A_{VOL}}$$

per βA_{VOL} molto maggiore di 1. L'errore percentuale dovuto al guadagno finito a spira aperta è quindi $\frac{100}{\beta A_{VOL}}$ %, che è una funzione diretta del guadagno della spira. Per se stesso l'errore di guadagno a spira chiusa non è molto importante in quanto può essere sempre compensato regolando il rapporto R_2/R_1, mentre la stabilità di guadagno a spira chiusa, l'impedenza d'uscita a spira chiusa e la distorsione a spira chiusa sono tutte riferite direttamente al guadagno della spira.

Stabilità di guadagno a spira chiusa:

$$\frac{\Delta A_{VCL}}{A_{CL}} = \frac{\Delta A_{VOL}}{A_{VOL}} \cdot \frac{1}{\beta A_{VOL}}$$

Impedenza d'uscita a spira chiusa:

$$Z_{OCL} = \frac{Z_{OOL}}{\beta A_{VOL}}$$

Distorsione a spira chiusa:

$$D_{CL} = \frac{D_{OL}}{\beta A_{VOL}}$$

Supposto una prestazione di amplificatore ideale, il guadagno a spira chiusa dell'amplificatore di non inversione è:

$$A_{VCL} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Se l'amplificatore è ideale tranne per il guadagno finito a spira aperta

$$A_{VCL} = \left\{1+\frac{R_2}{R_1}\right\}\left\{\frac{1}{1+\dfrac{1}{\beta A_{VOL}}}\right\} \quad (2)$$

(vedasi l'Appendice 2)

in cui ancora

$$\beta = \frac{R_1}{R_1+R_2}$$

e come nel caso dell'amplificatore d'inversione il guadagno della spira βA_{VOL} gioca un ruolo importante nella determinazione delle caratteristiche della spira chiusa.

Nel caso di entrambe le configurazioni di amplificatore, se il guadagno a spira chiusa è maggiore di uno, ossia se $R_2/R_1 > 1$, allora β è all'incirca uguale a R_1/R_2 e il guadagno della spira è

$$\beta A_{VOL} \approx \frac{A_{VOL}}{A_{VCL}}$$

Se, come di solito, i guadagni si misurano in dB, si ottiene la relazione: guadagno della spira (dB) = guadagno a spira aperta (dB) — guadagno a spira chiusa (dB).

Oscillazione massima della tensione in uscita, V_{omax}. Rappresenta l'oscillazione massima della tensione in uscita (positiva e negativa) misurata rispetto a massa, che si può ottenere senza limitazione della forma d'onda del segnale. Un amplificatore differenziale ideale con tensioni uguali applicate ai propri terminali d'entrata dà una tensione in uscita zero, mentre in tali circostanze si è trovato che gli amplificatori reali danno una tensione in uscita di non zero, denominata « tensione sfalsata ». In molti amplificatori si prevedono mezzi per azzerare la tensione in uscita dell'amplificatore con un potenziometro di compensazione esterno.

Tensione sfalsata in entrata, V_{io}. Tale tensione sfalsata è la differenza delle tensioni in c.c. che deve essere applicata ai terminali d'entrata per ottenere una uscita quiescente zero. Essa è indicativa del grado di accoppiamento degli stadi di amplificatore differenziale del circuito e in generale rappresenta la sorgente principale di errore di sfalsamento quando l'amplificatore venga usato con basse impedenze di sorgente. Gli amplificatori operazionali a circuito integrato con le minime tensioni sfalsate in entrata danno in generale il minimo sbandamento in uscita al variare delle temperature.

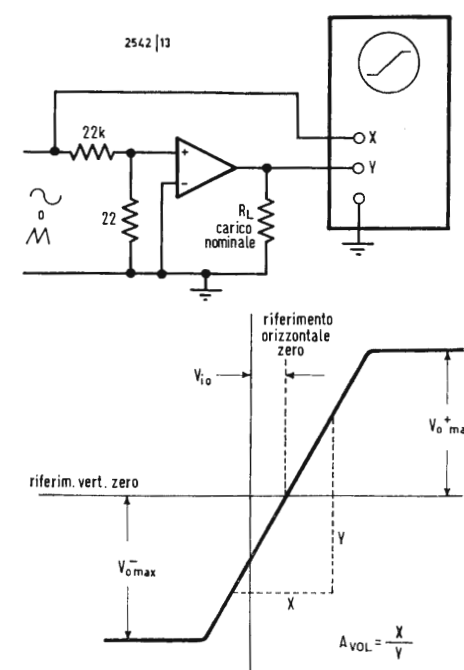



Fig. 5 - Circuito di prova per ottenere una curva di trasferimento; parametri importanti della curva di trasferimento.

Fig. 6 - Circuito per generare una funzione di rampa a scopi di prove.

In corrispondenza di ogni entrata tutti gli amplificatori operazionali a circuito integrato richiedono una certa corrente piccola e relativamente costante. Si definisce come *corrente di polarizzazione in entrata* I_b il valore medio (metà della somma) ai due terminali d'entrata con la tensione quiescente in uscita uguale a zero. Essa costituisce le correnti di polarizzazione prelevate dai transistori nello stadio d'entrata differenziale del circuito integrato e se queste si accoppiano perfettamente, le due correnti sono uguali. La pratica normale è quella di usare impedenze bilanciate ad ogni entrata in modo che lo sfalsamento dovuto alla corrente di polarizzazione si annulla all'uscita. In pratica esiste sempre un certo grado di disaccoppiamento.

Si definisce come *corrente sfalsata in entrata* I_{io}, la differenza tra le correnti di polarizzazione in entrata nei due terminali d'entrata. Con impedenze di sorgente uguali collegate alle due entrate, è solo questo disaccoppiamento o corrente differenza che determina un errore di sfalsamento. Gli effetti di I_{io} tendono ad eclissare gli effetti della tensione sfalsata in entrata quando le impedenze di sorgente in entrata sono elevate.

Sbandamento di temperatura. La tensione in uscita di tutti gli amplificatori allo stato solido accoppiati in c.c. varia o « sbanda » dal proprio valore iniziale se la temperatura cambia. Lo sbandamento di temperatura degli amplificatori operazionali a circuito integrato è determinato dai coefficienti di temperatura della tensione sfalsata in entrata, dalla corrente di polarizzazione in entrata e dalla corrente sfalsata in entrata.

Sensibilità della tensione di alimentazione. La tensione in uscita di un amplificatore operazionale a circuito integrato varia se vengono variate le tensioni di alimentazione. L'effetto è di solito determinato dall'effetto delle tensioni di alimentazione sulla tensione sfalsata in entrata, la corrente di polarizzazione in entrata e la corrente sfalsata in entrata. Con sorgenti di energia ben regolate, gli errori di sfalsamento dovuti a questo effetto sono solitamente trascurabili rispetto allo sbandamento di temperatura.

Per chi usa per le prime volte gli amplificatori operazionali a circuito integrato, è assai istruttivo raggiungere una familiarità iniziale con i dispositivi, predisponendo ogni qualvolta possibile dei circuiti di prova per misurarne le caratteristiche. La fig. 5 rappresenta un circuito di prova semplice per misurare la curva di trasferimento di un amplificatore operazionale.

Per ottenere una esposizione visiva della curva di trasferimento si usa un oscilloscopio con canali X e Y accoppiati in c.c. Per eccitare sia l'entrata dell'amplificatore, sia la scansione orizzontale si usa uno stesso segnale. Di norma si troverà che gli amplificatori operazionali hanno guadagni superiori a 1000 e all'entrata dell'amplificatore si dispone un divisore resistivo affinché le ampiezze delle entrate X e Y presentate all'oscilloscopio siano dello stesso ordine. Come segnale di eccitazione o comando si può usare una sinusoide a bassa frequenza (f < 20 Hz). Se non si ha a disposizione un generatore di segnali a bassa frequenza, oppure se l'amplificatore in prova dimostra effetti di isteresi apprezzabili, si può trovare essere conveniente usare come segnale di eccitazione o di comando una rampa a bassa frequenza. La fig. 6 illustra un circuito trovato del tutto idoneo per produrre una eccitazione o comando a rampa. Se si usa questa eccitazione o comando a rampa, si troverà che la velocità di scansione di ritorno è tanto superiore alla velocità di scansione di andata che la traccia di ritorno viene ad essere in effetti cancellata dalla presentazione visiva.

Per poter ottenere la esposizione, le entrate dell'oscilloscopio sono inizialmente collegate a massa e il punto luminoso centrato per stabilire il riferimento verticale e quello orizzontale. Si collega quindi l'oscilloscopio in circuito e si inserisce la grandezza della eccitazione o comando in entrata finché l'amplificatore è in saturazione. L'oscillazione massima positiva e negativa in uscita ($V_{o\,max}^{+-}$) viene letta direttamente dalla traccia; A_{VOL} viene calcolata dalla pendenza della curva di trasferimento. Lo spostamento orizzontale dal riferimento orizzontale zero al punto in cui la curva incrocia il riferimento verticale zero dà la tensione sfalsata in entrata V_{io}. Qualsiasi allontanamento dalla linearità indicato dal dispositivo è reso altresì subito evidente dalla esposizione. Se le tensioni di alimentazione vengono cambiate, si può misurare la dipendenza di questi parametri dalle tensioni di alimentazione. Usando il circuito di prova si sono ottenuti gli oscillogrammi (fig. 7), che rappresentano la curva di trasferimento dell'amplificatore R.C.A. tipo CA3029 per diversi valori di tensione di alimentazione.

La fig. 8 illustra un circuito adatto alla misura della corrente di polarizzazione in entrata I_b e della corrente sfalsata in entrata I_{io}. Gli effetti della tensione sfalsata in entrata sono annullati dall'impiego di grossi resistori di sorgente in entrata (100 kΩ). Il procedimento di misura consiste nel regolare la tensione V_b per portare a zero la tensione in uscita dell'amplificatore e quindi nel misurare le tensioni V_{in1} e V_b con un voltmetro in c.c. ad alta resistenza d'entrata. La corrente di polarizzazione è calcolata da $I_b = V_{in1}/10$ kΩ ampere; la corrente sfalsata in entrata è calcolata da $I_{io} = V_b/100$ kΩ ampere.

Tensione massima tra le entrate. La tensione tra i terminali d'entrata di un

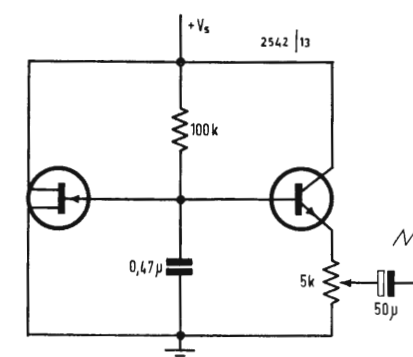
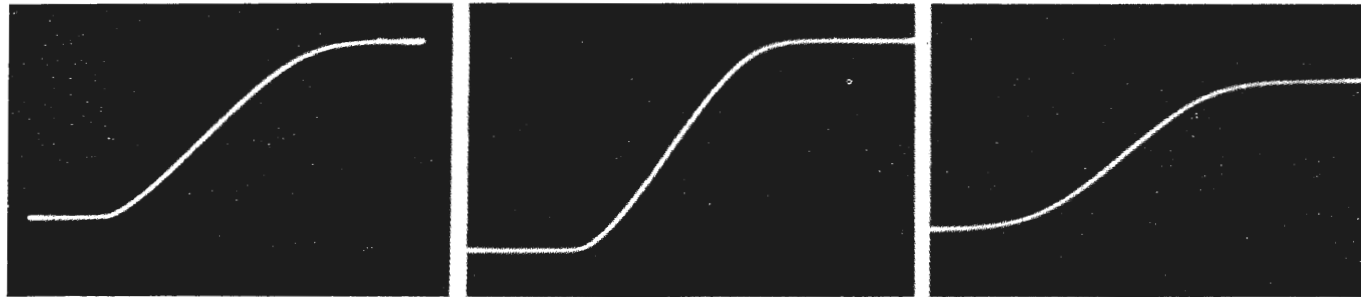



Fig. 7 - Illustrante la sensibilità della tensione di alimentazione; curve di trasferimento di amplificatore a circuito integrato tipo CA3029 con tensioni di alimentazione differenti. A sinistra: alimentazione positiva + 4 V, alimentazione negativa — 4 V. In mezzo: + 4 V, — 5V . A destra: + 3V, — 4 V (Scale verticali: 1 V per divisione. Scale orizzontali: 1 mV per divisione).

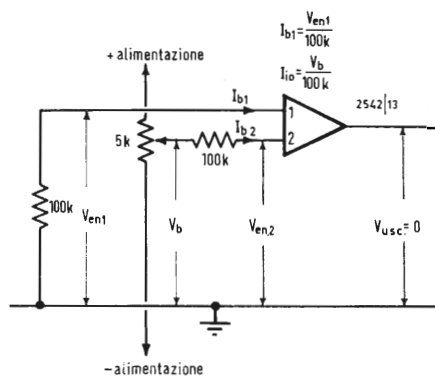



Fig. 8 - Circuito di prova per determinare la corrente di polarizzazione in entrata e la corrente sfalsata in entrata.

Fig. 9 - Procedimento per la protezione contro la tensione di modo comune in eccesso e la tensione in entrata in eccesso.

amplificatore operazionale è mantenuta ad un valore piccolissimo nella maggior parte delle condizioni di esercizio dal circuito di reazione in cui si impiega l'amplificatore stesso. Se l'applicazione è tale che la tensione tra i terminali d'entrata possa essere apprezzabile, si deve aver cura di assicurare che la stessa non superi il valore massimo ammissibile per l'amplificatore particolare, altrimenti esiste la possibilità di produrre un danno permanente. Un modo per proteggere il circuito è quello della connessione di diodi dorso contro dorso in parallelo ai capi dei terminali d'entrata.

Tensione massima di modo comune. Ad entrambe le entrate di un amplificatore differenziale la tensione può essere innalzata al disopra del potenziale di terra. Si definisce come *tensione di modo comune* in entrata (e_{cm}) la tensione al disopra del potenziale di terra ad ogni entrata quando entrambe le entrate sono alla stessa tensione. La tensione massima di modo comune E_{cm} è il valore massimo di questa tensione che si può applicare senza produrre una limitazione o non linearità eccessiva in corrispondenza dell'uscita.

Se si deve impiegare un amplificatore in condizioni in cui la tensione eccessiva di modo comune possa determinare un danno permanente, è possibile provvedere ad una protezione impiegando una opportuna coppia di diodi Zener. Il circuito di fig. 9 illustra la protezione contro sia la tensione in eccesso tra le entrate sia contro la tensione in eccesso di modo comune.

Repulsione di modo comune. Un amplificatore differenziale ideale risponde solo alla differenza tra le tensioni applicate ai suoi terminali d'entrata e non produce alcuna uscita per una tensione di modo comune. Negli amplificatori reali le tensioni in entrata di modo comune non sono completamente sottratte all'uscita per i guadagni di piccola differenza tra le entrate di inversione e di non inversione. Il guadagno di un amplificatore per tensioni di modo comune è noto come *risposta di modo comune* e il rapporto tra il guadagno e il segnale applicato in modo differenziale alla risposta di modo comune è denominato il *rapporto di repulsione di modo comune* (*c.m.r.r.*). Esso è spesso espresso in dB prendendo 20 volte il logaritmo (a base 10) del rapporto. Una alternativa per definire il rapporto c.m.r.r. è quella del rapporto tra la tensione di modo comune in entrata e_{cm} e la tensione di errore di modo comune in uscita riferita all'entrata $e_{\varepsilon cm}$ (diviso per il guadagno differenziale). Con una piccola considerazione si dimostra che le due definizioni sono naturalmente identiche.

La repulsione di modo comune non presenta alcun problema nel caso di amplificatori usati nella configurazione di inversione (fig. 3), poiché con una entrata a massa la tensione di modo comune in entrata e_{cm} deve essere uguale a zero. Nel caso del circuito di non inversione (fig. 4) la reazione fa sì che la tensione in corrispondenza dell'entrata di inversione segua quella in corrispondenza della entrata di non inversione.

La tensione di modo comune in entrata varia quindi direttamente con il segnale d'entrata. Ciò introduce un errore fondamentale che influenza la precisione complessiva del circuito. Si consideri, per esempio, un amplificatore con c.m. r.r. pari a 1000 impiegato nella configurazione di non inversione. Con un segnale in entrata per esempio di 1 V, la tensione di modo comune in entrata e_{cm} è pure di 1 V e la tensione di errore di modo comune (riferita all'entrata) è $e_{\varepsilon cm} = e_{cm}$/c.m.r.r. uguale ad 1 mV e che rappresenta un errore di misura dello 0,1 %. Se la tensione di errore di modo comune $e_{\varepsilon cm}$ varia linearmente con la tensione di modo comune, tale errore non riveste grande importanza, in quanto può essere compensato mediante la regolazione del guadagno a spira chiusa (regolazione di R_2/R_1). In molte applicazioni la linearità della tensione di errore di modo comune con la tensione di modo comune è quindi più importante del valore di c.m.r.r., e un grafico del tipo illustrato in fig. 10 è di particolare utilità nella determinazione del comportamento di modo comune di un amplificatore.

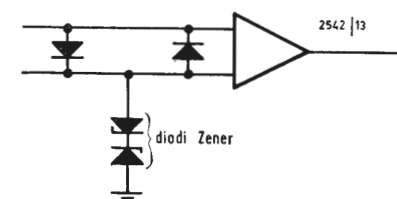
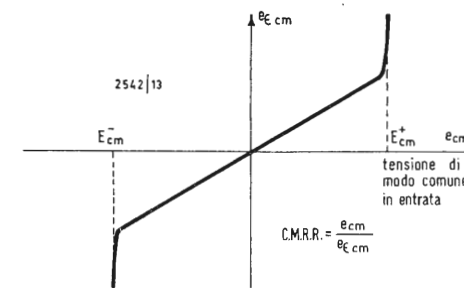



Fig. 10 - Grafico della tensione d'entrata di modo comune in entrata in funzione della tensione di modo comune in entrata.

La fig. 11 illustra un circuito di prova adatto per ottenere in pratica un grafico siffatto. Per la esposizione visiva si usa un oscilloscopio con canali X e Y accoppiati in c.c.; l'oscilloscopio può, come indicato nel diagramma, essere munito con una terminazione singola e la sorgente d'energia essere fluttuata. Per ottenere sia la tensione di modo comune in entrata, sia la scansione orizzontale dell'oscilloscopio si usa un generatore di segnali a bassa frequenza. L'uscita dell'amplificatore, che è uguale al guadagno a spira chiusa moltiplicato per la tensione di errore di modo comune in entrata equivalente

$$\left[1 + \frac{R_2}{R_1}\right] \cdot e_{\varepsilon cm}$$

fornisce la scansione verticale dell'oscilloscopio. Oltre al generatore di segnali è inclusa una polarizzazione variabile in c.c. per ottenere la tensione di modo comune in entrata e_{cm} di amplificatori in cui i valori positivi e negativi della tensione massima di modo comune differiscono in modo apprezzabile. Per permettere la effettuazione di una misura di questo parametro direttamente dalla traccia, si stabilisce il riferimento orizzontale zero collegando a massa l'entrata orizzontale dell'oscilloscopio e allineando la traccia con la linea centrale verticale del retino. Nelle misure la posizione verticale della traccia non riveste alcuna importanza. L'oscillogramma rappresenta un risultato ottenuto con il circuito di prova; la polarità della scala orizzontale presenta senso opposto a quello del grafico di fig. 10.

Per l'amplificatore particolare provato, si nota che i valori positivi e negativi della tensione massima di modo comune sono rispettivamente uguali a + 1 V e — 2,5 V. Entro questi limiti la traccia è del tutto lineare; la sua pendenza media viene impiegata per dare il c.m. r.r. dalla relazione

$$\text{c.m.r.r.} = \frac{X}{Y} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Gli effetti della tensione di alimentazione di energia sul c.m.r.r. e la tensione massima di modo comune si possono misurare facilmente variando le tensioni di alimentazione di energia e osservando le eventuali variazioni della traccia.

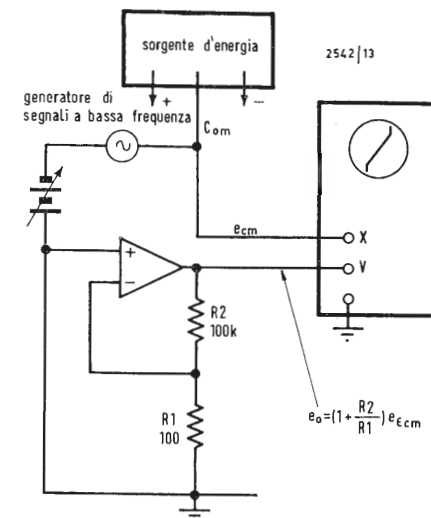



Fig. 11 - (*a*) Circuito di prova per determinare il rapporto di repulsione di modo comune. (*b*) Oscillogramma illustrante il risultato ottenuto con circuito di prova. La scala verticale (0,1 V per divisione) rappresenta 100 e cm. La scala orizzontale (1 V per divisione) rappresenta e cm.

2. - LARGHEZZA DI BANDA A SPIRA APERTA E RISPOSTA ALLA FREQUENZA

L'importanza del guadagno a spira aperta A_{VOL} e del guadagno della spira βA_{VOL} nella determinazione della prestazione a spira chiusa di un amplificatore operazionale è stata già discussa con il presupposto che l'amplificatore avesse una larghezza di banda infinita. Gli amplificatori della pratica reale hanno naturalmente una larghezza di banda finita e si deve tener conto dell'effetto di ciò nella prestazione a spira chiusa. Si definisce come *larghezza di banda a spira aperta* la frequenza alla quale il guadagno a spira aperta è di 3 dB al disotto dei propri valori alle basse frequenze. Molte applicazioni di amplificatori operazionali richiedono guadagni a spira chiusa in larghezze di banda di sole poche centinaia di Hz, ciò nonostante le caratteristiche di guadagno a spira aperta a frequenze molto più alte rivestono una importanza notevole.

L'attenuazione alla frequenza del guadagno degli amplificatori è sempre accompagnata da uno spostamento di fase e per tale spostamento di fase un circuito di reazione negativa può infatti produrre una reazione positiva alle alte frequenze, che si risolve in una correzione del guadagno a spira chiusa o in oscillazioni ad alta frequenza.

La fig. 12 illustra una risposta tipica di frequenza a spira aperta di amplificatore operazionale insieme ad una risposta a spira chiusa per un guadagno di 40 dB. Una risposta di questo tipo può essere rappresentata matematicamente dall'equazione: A_{VOL}

$$A_{VOL(\omega)} = \frac{}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_o}} \qquad (3)$$

$$A_{VCL(\omega)} = -\frac{R_2}{R_1}\left\{\frac{1}{1+\dfrac{1+j(\omega/\omega_o)}{\beta A_{VOL}}}\right\}$$

La frequenza 3 dB a spira chiusa si ottiene eguagliando le parti reali e immaginarie del denominatore, ottenendo

$$\omega_{oCL} = (1 + \beta A_{VOL})\ \omega_o \qquad (2)$$

La larghezza di banda a circuito chiuso è maggiore di quella a spira aperta della grandezza $\beta \cdot A_{VOL} \cdot \omega_o$. A frequenze più alte di ω_{oCL}, i guadagni a spira chiusa e a spira aperta diventano uguali. Ciò si può vedere da una verifica della equazione (4) e ricordando che $\beta \approx R_1/R_2$. La fig. 12 illustra ciò ed anche il fatto che il guadagno della spira in dB è la differenza tra il guadagno a spira aperta e quello a spira chiusa. Il guadagno della spira diminuisce all'au-

Fig. 12 - Amplificatore con 6 dB/ottava di guadagno a spira aperta.

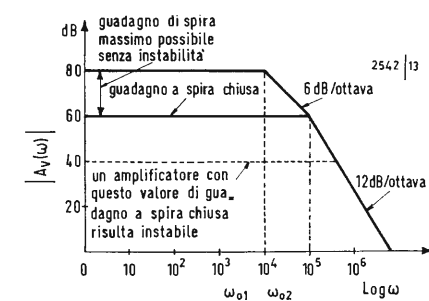



Fig. 13 - Amplificatore con attenuazione di guadagno a spira aperta maggiore di 6 dB/ottava.

Questa equazione descrive ciò che è noto come risposta di alta frequenza di primo ordine; ω_o è denominato la frequenza di interruzione. La funzione è approssimata in modo conveniente dai suoi asintoti (vedasi Appendice 3) e tale approssimazione è stata eseguita in fig. 12. Un amplificatore con questa forma di risposta a spira aperta e con un guadagno di 6 dB per ottava (20 dB per decade) risulta stabile (non oscilla) per tutti i valori di reazione resistiva, per spostamento di fase dell'amplificatore che non superi mai i 90° e in cui la reazione è negativa a tutte le frequenze. Introducendo l'equazione (3) nell'equazione (1) di guadagno a spira chiusa, si ottiene la seguente espressione che indica la dipendenza della frequenza di guadagno a spira aperta dal guadagno a spira chiusa:

$$A_{VCL(\omega)} = -\frac{R_2}{R_1}\left\{\frac{1}{1+\dfrac{1}{\beta A_{VOL}^{(\omega)}}}\right\}$$

mentare della frequenza per effetto della attenuazione del guadagno a spira aperta e conseguentemente la stabilità del guadagno a spira chiusa, la linearità ed altri parametri che dipendono dal guadagno della spira risultano diminuiti a frequenze più alte.

Non tutti gli amplificatori operazionali sono progettati con una attenuazione di 6 dB per ottava. Alcuni sono progettati con una attenuazione più rapida e questi amplificatori ad attenuazione rapida consentono una prestazione migliorata a spira chiusa alle frequenze più alte, mentre non sono stabili senza compensazione in tutte le condizioni di reazione resistiva. Si consideri un amplificatore con una risposta a spira aperta della forma illustrata in fig. 13, con una interruzione di attenuazione di 6 dB per ottava in ω_{o1}, e una seconda interruzione in ω_{o2}, seguita da una attenuazione di 12 dB per ottava. Ciò è rappresentato matematicamente da una combinazione di due funzioni di risposta di alta frequenza di primo ordine

con frequenze di interruzione ω_{o1} e ω_{o2}; dove la pendenza raggiunge i 12 dB per ottava, lo spostamento di fase dell'amplificatore si avvicina ai 180°. Con reazione resistiva tale amplificatore dà un funzionamento stabile a spira chiusa per guadagni a spira chiusa superiori a 60 dB e a frequenze al disopra della larghezza di banda a spira chiusa i guadagni a spira aperta e a spira chiusa diventano come prima uguali. Se si cambiano le componenti della reazione allo scopo di ottenere un guadagno a spira chiusa inferiore a 60 dB si verifica una condizione di instabilità. Il criterio per un funzionamento stabile a spira chiusa è semplicemente quello che il valore di chiusura tra le curve di risposta a spira aperta e a spira chiusa sia inferiore a 12 dB per ottava.

3. - APPENDICI

3.1. - Amplificatore d'inversione

Con un amplificatore ideale, ossia impedenza in entrata infinita, guadagno a spira aperta infinito, larghezza di banda infinita, impedenza in uscita zero

$$e_g = -\frac{e_o}{A_{VOL}} = 0,$$

e

$$i_i = i_f$$

Ma

$$i_i = \frac{e_i}{R_1} \quad \text{e} \quad i_f = -\frac{e_o}{R_2}$$

il che dà

$$A_{VOL} = \frac{e_o}{e_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Con amplificatore ideale tranne che per guadagno a spira aperto finito

$$i_i = \frac{e_i - e_g}{R_1} = \frac{e_i + \dfrac{e_o}{A_{VOL}}}{R_1}$$

$$i_f = \frac{e_g - e_o}{R_2} = -\frac{\dfrac{e_o}{A_{VOL}} - e_o}{R_2} = $$

$$= -\frac{e_o\left\{\dfrac{1}{A_{VOL}} + 1\right\}}{R_2}$$

Come prima $i_i = i_f$, e sostituendo e riordinando si ha

$$A_{VOL} = \frac{e_o}{e_i} =$$

$$= -\frac{R_2}{R_1}\left\{\frac{1}{1+\dfrac{R_1+R_2}{A_{VOL}\,R_1}}\right\} \qquad (A1)$$

3.2. - Amplificatore di non inversione

Con amplificatore ideale, $e_g = 0$ e

$$e_i = e_o\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

il che dà

$$A_{VOL} = \frac{e_o}{e_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

Con amplificatore ideale tranne che per guadagno a spira aperta finito

$$e_i - e_g = e_o\frac{R_1}{R_1+R_2}$$

ma

$$e_g = \frac{e_o}{A_{VOL}}$$

Sostituendo e riordinando si ha

$$A_{VCL} = \frac{e_o}{e_i} =$$

$$= \left\{1 + \frac{R_2}{R_1}\right\}\left\{\frac{1}{1+\dfrac{R_1+R_2}{A_{VOL}\,R_1}}\right\} \qquad (A2)$$

3.3. - Sistemi di primo ordine

Si consideri la funzione

$$A_{V(\omega)} = A_{V(O)}\frac{1}{1+j\dfrac{\omega}{\omega_c}}$$

A basse frequenze la linea retta data da $|A_{V(\omega)}| = A_{V(O)}$ è un asintoto e ad alte frequenze la curva è asintotica rispetto a

$$|A_{V(\omega)}| = A_{V(O)}\frac{\omega_c}{\omega}$$

L'asintoto ad alte frequenze presenta una pendenza di 20 dB per decade, ossia se la frequenza viene aumentata di 20 volte $|A_{V(\omega)}|$ si riduce di 20 dB. (Se la frequenza è raddoppiata, $|A_{V(\omega)}|$ si riduce di 6 dB, ossia 6 dB per ottava). Gli asintoti s'intersecano quando ω è uguale a ω_c e in questo caso

$$|A_{V(\omega c)}| = \frac{A_{V(O)}}{1+jl}$$

che dà

$$|A_{V(\omega c)}| = A_{(VO)}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}$$

$|A_{V(\omega c)}|$ è di 3 dB al disotto di $A_{V(O)}$. L'angolo (fase) nonché la grandezza di $A_{V(\omega)}$ sono importanti. Si possono definire come funzione di ω, notando quanto segue: 1) Poiché $\omega \to 0$, $A_{V(\omega)} \to A_{V(O)}$, il che è reale, pertanto lo spostamento di fase prodotto dall'amplificatore è zero alle basse frequenze. 2) Come $\omega \to \infty$, $A_{V(\omega)}$ diventa immaginario corrispondendo ad un ritardo di fase di 90°. 3) A $\omega = \omega_c$, $A_{V(\omega c)}$ presenta parti reali ed immaginarie uguali e lo spostamento di fase è quindi di 45°. I due diagrammi della grandezza e dell'angolo di $A_{V(\omega)}$ sono denominati diagramma di Bode. La grandezza di $A_{V(\omega)}$ è espressa di solito ni dB e riportata in funzione di un logaritmo (a base 10) della frequenza.

Antonio Pucci

Analisi di un partitore capacitivo

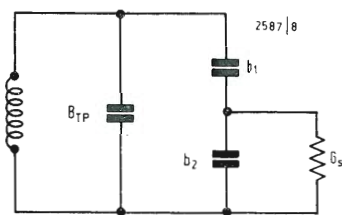



Fig. 1

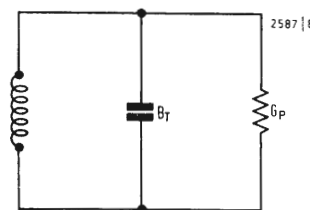



Fig. 2

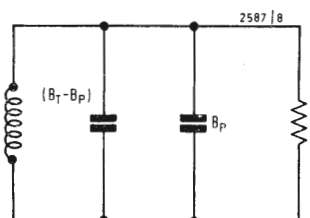



Fig. 3

In un circuito risonante parallelo si vuole analizzare con quale criterio è necessario ripartire la capacità di accordo o parte di essa, per realizzare un partitore capacitivo che abbia determinate caratteristiche.

1. - INTRODUZIONE

Il seguente studio si ripromette di indagare sull'andamento della resistenza dinamica del circuito accordato in funzione della conduttanza posta sul partitore capacitivo e in funzione di ciascuna delle due suscettanze di partizione; inoltre sull'andamento della suscettanza totale del ramo di partizione in funzione della conduttanza di carico.

I risultati di questa analisi hanno particolare interesse perché permettono di stabilire che:

a) se la conduttanza di carico è molto piccola rispetto alla suscettanza totale di partizione, la conduttanza trasferita in testa al circuito ha una determinata espressione 4) (v. appendice I);

b) se la conduttanza di carico è molto grande rispetto alla suscettanza totale di partizione, la conduttanza trasferita in testa ha un'espressione completamente diversa 5) (v. appendice I).

2. - RETE LC A PARTITORE CAPACITIVO

Lo schema del circuito preso in esame è riportato in fig. 1 e fig. 2.

Analizzando il ramo di partizione si ha:

$$y = \frac{1}{\dfrac{1}{jb_1} + \dfrac{1}{G_s + jb_2}} = \frac{jb_1 (G_s + jb_2)}{G_s + j(b_1 + b_2)} = \frac{(jb_1 \cdot G_s - b_1 \cdot b_2) \cdot (G_s - jb_1 - jb_2)}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2} =$$

$$= \frac{b_1^2 \, G_s}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2} + jb_1 \frac{G_s^2 + b_2 (b_1 + b_2)}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2} \qquad (1)$$

da cui si osserva che il circuito analizzato si trasforma come da fig. 3; dove:

$$B_p = b_1 \frac{G_s^2 + b_2 (b_1 + b_2)}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2} \qquad (2)$$

$$G_p = \frac{b_1^2 \, G_s}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2} \qquad (3)$$

3. - ANDAMENTO DI RP IN FUNZIONE DI GS

Consideriamo la parte reale del numero complesso (1). Si ha:

$$R_p = \frac{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2}{G_s \, b_1^2}$$

derivando in G_s si ottiene

$$\frac{d}{dG_s} R_p = \frac{2G_s^2 \, b_1^2 - [G_s^2 + (b_1 + b_2)^2] \, b_1^2}{(G_s \, b_1^2)^2} = \frac{G_s^2 \, b_1^2 - b_1^2 \, (b_1 + b_2)^2}{(G_s \, b_1^2)^2}$$

ponendo

$$\frac{d}{dG_s} R_p = 0$$

da cui

$$G_s = (b_1 + b_2)$$

Facendo la derivata seconda:

$$\frac{d^2}{dG_s^2} R_p = \frac{2G_s \, b_1^2 \, (G_s \, b_1^2)^2}{(G_s \, b_1^2)^4} - \frac{[G_s^2 \, b_1^2 - b_1^2 \, (b_1 + b_2)^2] \, 2G_s \, b_1^2 \cdot b_1^2}{(G_s \, b_1^2)^4}$$

perciò

$$\frac{d^2}{dG_s^2} R_p \, (b_1 + b_2) > 0$$

si deduce anche

$$\lim_{G_s \to \infty} R_p = \infty$$

e

$$G_s = 0 \quad \text{(asintoto)}$$

La prima osservazione che scaturisce dall'osservare questo grafico è che c'è un punto di minimo in corrispondenza di

$$G_s = (b_1 + b_2) \qquad R_p = 2 \frac{(b_1 + b_2)}{b_1^2}$$

e che negli altri punti esistono due valori di G_s che danno la stessa R_p.

Qualunque sia il rapporto (b_1/b_2) (indipendente dalla frequenza), posta la condizione $G_s = (b_1 + b_2) =$ cost, il punto di minimo della funzione in ascissa resta inalterato, mentre l'ordinata R_p oscilla sulla retta di equazione

$$G_s = (b_1 + b_2)$$

Qualunque sia la quantità $(b_1 + b_2)$, posta la condizione $(b_1/b_2) =$ cost, il punto di minimo della funzione, in ordinata, resta inalterato mentre G_s oscilla sulla retta di equazione

$$R_p = 2 \frac{(b_1 + b_2)}{b_1^2}$$

Perciò variando il rapporto C_1/C_2 e la somma $(b_1 + b_2)$ è possibile far cadere

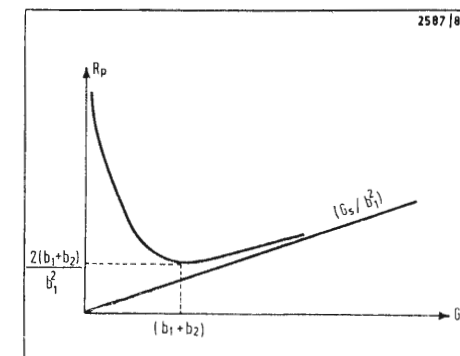



Fig. 4

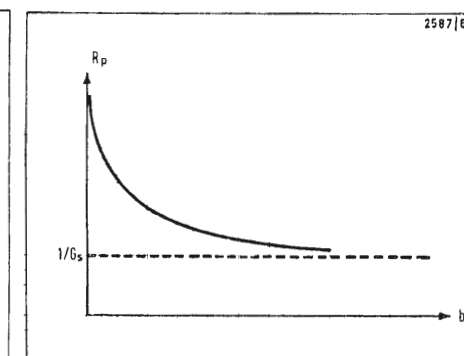



Fig. 5

il minimo in un punto qualunque del piano. Ma ciò non è sempre attuabile, perché si ha la seguente limitazione

$$(b_1 + b_2) \leq B_t$$

Per questioni di adattamento di impedenza ci si può mettere su un punto qualunque del luogo della funzione per avere l'impedenza desiderata.

Da notare che nel caso che il carico di C_2 contenga una quantità immaginaria, questa andrà a sommarsi a C_2. In tal modo il carico si potrà sempre considerare come pura conduttanza.

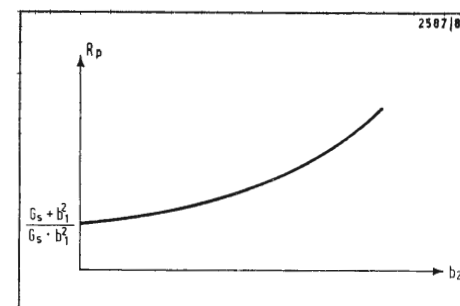
4. - ANDAMENTO DI R_p IN FUNZIONE DI b_1

Si vuole ora analizzare l'andamento di R_p in funzione di b_1. Derivando in b_1 si ha

$$\frac{d}{db_1} R_p = \frac{2 \, (b_1 + b_2) \, G_s \, b_1^2}{G_s^2 \, b_1^4} - \frac{[G_s^2 + (b_1 + b_2)^2] \, 2 \, b_1 \, G_s}{G_s^2 \, b_1^4}$$

si deduce

$$\lim_{b_1 \to \infty} R_p = \frac{1}{G_s} \quad \text{(asintoto orizzontale)}$$

e

$$\lim_{b_1 \to 0+} R_p = + \infty$$

mentre

$$b_1 = 0 \quad \text{(asintoto verticale)}$$

Analizzando questa curva si può osservare che essa è indipendente dalla suscettanza b_2 e che per $b_1 \to \infty$ si ha

$$R_p = \frac{1}{G_s}$$

come era logico supporre.

5. - ANDAMENTO DI R_p IN FUNZIONE DI b_2

Il grafico di $R_p = f(b_2)$ dà

$$\frac{d}{db_2} R_p = \frac{2 \, (b_1 + b_2) \, G_s \, b_1^2}{G_s^2 \, b_1^4}$$

e anche

$$\lim_{b_2 \to 0+} R_p = \frac{G_s^2 + b_1^2}{G_s \, b_1^2}$$

e

$$\lim_{b_2 \to \infty} R_p = + \infty$$

6. - ANDAMENTO DI B_p IN FUNZIONE DI G_s

Consideriamo ora la parte immaginaria

Fig. 6

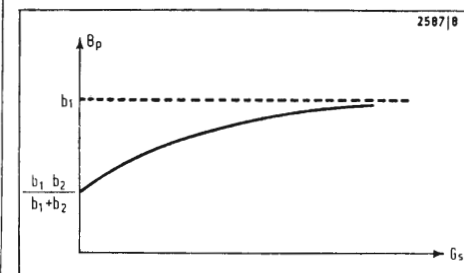
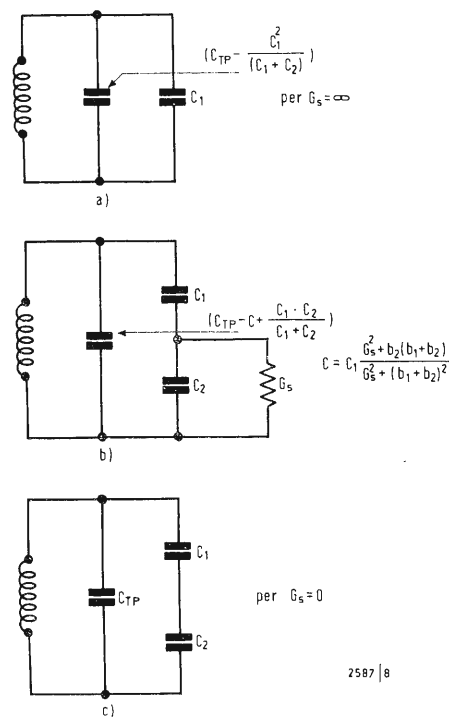



Fig. 7

del numero complesso (1)

$$B_p = b_1 \frac{G_s^2 + b_2 \cdot (b_2 + b_1)}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2}$$

si deduce che

$$\lim_{G_s \to 0} B_p = b_1 \frac{b_2 (b_1 + b_2)}{(b_1 + b_2)^2} = \frac{b_1\, b_2}{b_1 + b_2}$$

e anche

$\lim_{G_s \to \infty} B_p = b_1$ (asintoto orizzontale)

il grafico della funzione perciò è rappresentato in fig. 7.
Dall'analisi di questo grafico si osserva che, per G_s che va da zero ad infinito, la capacità totale C del ramo va da $\frac{C_1 \cdot C_2}{(C_1 + C_2)}$ a C_1, cioè la capacità aumenta con l'aumentare di G_s. Perciò nel calcolo analitico dell'accordo, per un dato valore di G_s a cui corrisponde

$$\frac{C_1\, C_2}{C_1 + C_2} < C < C_1,$$

bisogna sottrarre da C_{tp} la quantità

$$\Delta C = (C - \frac{C_1\, C_2}{C_1 + C_2})$$

per $C = C_1$ (cioè quando $G_s = \infty$) avremo

$$C_1 - \frac{C_1\, C_2}{C_1 + C_2} = \frac{C_1^2}{C_1 + C_2}$$

si deduce che se si desidera la stessa induttanza di accordo è necessario agire su C_{tp} nel modo sopra indicato.
Da questa analisi risulta l'influenza del carico sulla capacità totale di accordo e l'accorgimento necessario per la compensazione.

Fig. 8

APPENDICE I

Prendendo in considerazione la parte reale della (1), si ha

$$G_p = \frac{b_1^2\, G_s}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2}$$

se

$$G_s \ll (b_1 + b_2)$$

diventa

$$G_p = \frac{b_1^2\, G_s}{(b_1 + b_2)^2}$$

da cui

$$\sqrt{\frac{G_p}{G_s}} = \frac{C_1}{C_1 + C_2} \qquad (4)$$

che è la relazione ben nota.
Nel caso in cui

$$G_s \gg (b_1 + b_2)$$

si ha

$$G_p = \frac{b_1^2}{G_s}$$

da cui

$$R_p = \frac{G_s}{b_1^2} \qquad (5)$$

cioè si deduce che se G_s è molto grande, ossia R_s è molto piccolo, si può trovare un certo b_1 che renderà R_p grande a piacere.
Se per esempio $b_1 = b_2$

$$(b_1 + b_2) \ll G_s$$

la (4) non è vera, ma è valida la (5).
Si ha anche

$$G_p\, G_s = b_1^2 \qquad (6)$$

Nel caso in cui

$$G_s = (b_1 + b_2)$$

si ha

$$G_p = \frac{b_1^2\, G_s}{G_s^2 + G_s^2} = \frac{b_1^2}{2\, G_s}$$

quindi

$$G_p\, G_s = \frac{b_1^2}{2} \qquad (7)$$

In tutti gli altri casi è valida la (3). Osservando la (6) e la (7), in generale, si ha per

$$(b_1 + b_2) < G_s$$

$$G_p\, G_s = \frac{b_1^2}{K}$$

dove

$$1 < K < 2$$

APPENDICE II

Dalla fig. 4 appare che G_s e G_p sono due infinitesimi per $G_s \to 0$. Si vuole ora conoscere che relazione esiste tra i due e l'ordine di infinitesimo.
Il limite per $G_s \to 0$ del rapporto incrementale della funzione G_p dà:

$$\lim_{G_s \to 0} \frac{\dfrac{b_1^2\, G_s}{G_s^2 + (b_1 + b_2)^2} - 0}{G_s} = \frac{b_1^2}{(b_1 + b_2)^2}$$

perciò G_p e G_s sono infinitesimi dello stesso ordine ed hanno nel loro rapporto di infinitesimo la relazione:

$$\frac{\lim_{G_p \to 0} G_p}{\lim_{G_s \to 0} G_s} = \frac{b_1^2}{(b_1 + b_2)^2}$$

Confrontando questo dato con l'approssimata espressione (4) si ha il risultato notevole che essa è rigorosa solo nel caso particolare dianzi analizzato.

APPENDICE III

Dalla fig. 4 appare che G_p ed R_s sono due infinitesimi per $G_s \to \infty$.
L'ordine di infinitesimo risulta dalla

$$\lim_{G_s \to \infty} \frac{\dfrac{b_1^2\, G_s}{G_s^2 + (b_1 + b_2)}}{1/G_s} = b_1^2$$

Da questa espressione si deduce che la (5) è rigorosa solo nel caso

$$\frac{\lim_{G_s \to \infty} G_p}{\lim_{G_s \to \infty} R_s} = b_1^2.$$

dott. ing. A. Contoni

I fonometri: misuratori di livello sonoro*

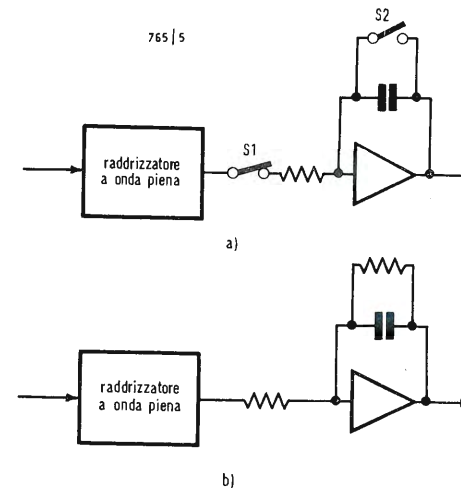



Fig. 10 - Circuiti semplificati di rivelatori integratori, *a*) e a valor medio *RC*, *b*).

(*) continua dal n. 11 novembre 1969, pag. 474.

(*) Rielaborato da Application Note, 100 Acoustic Handbook, Hewlett-Packard.

Fig. 11 - Segnale di entrata *a*) e segnale di uscita per un integratore *b*) e per un rivelatore a valor medio *c*).

3. - CARATTERISTICHE DINAMICHE

Si è qualificato « rivelatore di valore efficace » il nostro rivelatore. Per essere più precisi, bisogna chiamarlo rivelatore RC mediatore, contenente un congegno per approssimare la parabola di fig. 5. È utile confrontare il rivelatore RC a valore medio con un rivelatore integratore (trascurando considerazioni sul comportamento medio quadratico efficace) e rilevarne le differenze.
Per il confronto si fa riferimento alla fig. 10.
Per far funzionare l'integratore di fig. 10a) chiudiamo l'interruttore S_1. Il segnale di uscita del circuito integratore aumenta fintanto che c'è un segnale di entrata; la forma di questo segnale determina la velocità di incremento. Se l'entrata è composta da tre treni d'impulsi audio mostrati in fig. 11a), l'uscita dell'integratore è come in fig. 11b). Per terminare questo processo apriamo S_1; per iniziarlo nuovamente, dobbiamo prima scaricare il condensatore integratore chiudendo S_2 e poi chiudere S_1. Si noti che l'uscita dell'integratore aumenta solo in valore. Ma la relazione

$$V_{eff.} = (\frac{1}{T_0}\int^T V^2 dt)^{1/2}$$

contiene il fattore $^1/_T$, che significa che l'uscita dell'integratore sarebbe diminuita fra i treni d'impulsi acustici e poi ritornerebbe esponenzialmente a zero dopo l'ultimo treno d'impulsi. Bisogna allora trovare un fattore $^1/_T$ determinando il tempo in cui S_1 è chiuso e ricercando il corretto fattore di scala per il dispositivo di lettura. Per ottenere il vero valore efficace, il tempo d'integrazione deve essere esattamente un periodo del segnale oppure più lungo di un periodo. Ma molti segnali non sono periodici (per es. il segnale a tre treni d'impulsi di fig. 11a); e se anche lo fossero, non siamo sicuri di come varierà il periodo nel tempo. Dobbiamo dunque scegliere un lungo tempo di integrazione. Quanto lungo? Un tempo di integrazione lunghissimo, diciamo 20 secondi, fornisce solo una lettura ogni 20 secondi, rendendo scabrosa una valutazione continua del segnale. Inoltre, non è possibile farsi un'idea del carattere del suono, cioé se esso sia costante, variabile lentamente, o impulsivo. Se riduciamo il tempo d'integrazione a 1 secondo, possiamo ricavare una segnalazione quasi continua del segnale, ma ci avviciniamo al punto per il quale il tempo d'integrazione non è sufficientemente lungo rispetto al periodo di un segnale di bassa frequenza (es.: per un'onda quadra di 10 Hz, si commetterebbe l'errore del 5% misurando 9,5 Hz anzichè 10 Hz).
Tiriamo le somme circa i risultati sul circuito integratore: 1) l'integratore non tiene conto del fattore $^1/_T$, che si deve applicare per avere vere letture efficaci; 2) l'integratore è un campionatore, cioé esso fornisce risultati solo per punti discreti nel tempo, risultati rilevati durante il tempo d'integrazione non hanno significato; 3) l'integratore non dà informazione sul carattere del suono.
Ora diamo uno sguardo al rivelatore a valor medio di fig. 10b) e applichiamo il segnale di tre treni d'impulsi di fig. 11a). Come si vede in fig. 11c), il segnale di uscita approssima esponenzialmente il valor medio del segnale e rimane presente fino a quando si toglie il segnale d'entrata; poi l'uscita diminuisce esponenzialmente fino a quando si applica di nuovo il segnale all'ingresso. Occorrono circa 4 costanti di tempo RC affinchè l'uscita del rivelatore raggiunga il valore medio del segnale. Dopo questo periodo, l'uscita del rivelatore diviene una funzione ponderata nel tempo, del segnale di entrata con un tempo di mediazione alquanto minore di 4 RC. Allora, se sostituiamo un segnale variabile ai treni d'impulsi, il rivelatore può seguirlo con errore minore di 1 dB, se la massima velocità di variazione è minore di circa 3 dB per ogni intervallo uguale alla costante di tempo. Riassumendo i risultati ottenuti per il rivelatore RC a valor medio: 1) il mediatore RC contiene il fattore 1/T; 2) il mediatore RC fornisce un segnale di uscita attendibile in modo continuo, supposto che il segnale di ingresso non fluttui troppo rapidamente: 3) se la sua costante di tempo RC è abbastanza piccola, il rivelatore a valor medio può servire per analizzare il carattere dei suoni, anche di suoni impulsivi.
I misuratori di livello sonoro impiegano, senza eccezione, il tipo a valor medio RC di rivelatore efficace, come fa il mod. 8052A (HP). Invero, il circuito equivalente del rivelatore rappresentato in fig. 8 (v. « l'antenna N. 11, 1969) comprende un circuito quadratore, un mediatore RC e un circuito estrattore di radice quadrata, come in-

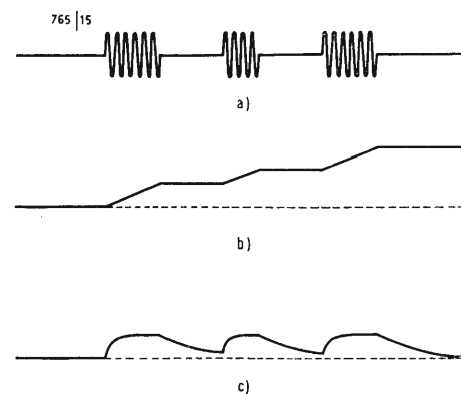
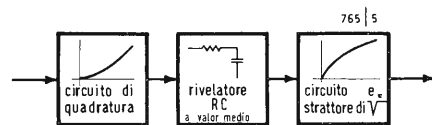



Fig. 12 - Schema a blocchi del circuito equivalente del rivelatore 8052A-H.P. (fig. 8 v. « l'antenna » n. 11 - 1969).

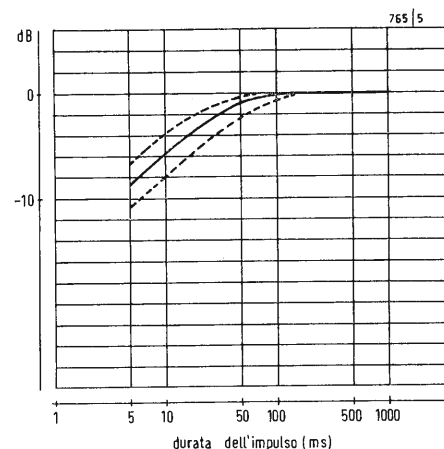



Fig. 13 - Deviazione ΔL dell'indicazione dello strumento del valore di regime permanente in funzione della durata di un singolo treno d'impulsi audio secondo la norma tedesca DIN45633, per il modo « Impulsivo ».

dicato nello schema a blocchi di fig. 12. La costante di tempo mediatrice RC nel circuito equivalente è uguale a $^1/_2$ (R_1 C_1) di fig. 8. Tutto sta allora a scegliere bene la costante di tempo apparente RC. Anche qui, le norme non forniscono una risposta precisa. Per altro, esse specificano la prestazione globale dei misuratori di livello sonoro (chiamata « Fast » nelle norme IEC) in risposta di un unico treno d'impulsi di 200 ms di un segnale sinoidale di 1 kHz. La norma IEC 179 impone che il misuratore fornisca la lettura 1dB $\pm$ 1dB (cioè da 0 a + 2dB) sotto il valore di regime permanente, mentre la norma IEC 123 e la norma St. 4 - 1961 impongono la lettura sul misuratore fra 0 e 4 dB sotto il valore di regime permanente.

Si può calcolare la riduzione della lettura del misuratore (rispetto al valore di regime permanente), per diverse costanti di tempo apparenti RC, mediante la formula: $\Delta L = 10\ lg\ (1 - e^{-t/RC})$ dove ΔL è la lettura del misuratore in dB sotto il valore di regime permanente, t è la durata del treno d'impulsi audio, 200 ms in questo caso, RC è la costante di tempo apparente del rivelatore. La formula è valida quando non si supera la capacità del rivelatore di accettare il valore di cresta e quando la risposta dello strumento viene determinata dal rivelatore. La seguente tabella riporta alcuni valori delle costanti di tempo apparenti e le corrispondenti letture fatte sullo strumento indicatore (misuratore):

Costante di tempo RC ms	Lettura ΔL dB
53	— 0,1
100	— 0,63
127	— 1
200	— 2
300	— 4

questa tabella si riferisce ad un unico treno d'impulsi audio di 200 ms.

La tabella lascia intendere che le norme non definiscono rigorosamente i requisiti.

In risposta ad un singolo treno d'impulsi di 0,5 secondi di una nota a 1 kHz, il misuratore di livello sonoro indicherebbe un valore nominale 4 dB sotto il valore di regime permanente. La norma IEC 179 ammette la tolleranza di $\pm$ 1 dB sulla lettura; le norme IEC 123 e St. 4-1961 ammettono $\pm$ 2 dB.

Le norme ammettono, ma non prescrivono, una caratteristica funzionale « lenta ».

Il modo « lento » (slow) riduce la prontezza del misuratore nelle misure di campi sonori rapidamente variabili, poichè presenta un tempo di mediazione più lungo. Dall'espressione sopra riportata di ΔL, si deduce una costante di tempo nominale del rivelatore di circa 1 secondo.

Come possiamo allora fare per misurare suoni puramente impulsivi? La tabella precedente dice che la semplice conoscenza di come il fonometro si accorda alle norme, non è di grande aiuto. Bisogna conoscere anche la costante di tempo del rivelatore. Ma anche in tal caso, ci troviamo in difficoltà. Supponendo che il nostro misuratore di livello sonoro abbia la costante di tempo di 127 ms, possiamo prevedere il comportamento solo sotto la deviazione di — 7 dB (treno d'impulsi audio di 30 ms). A questo punto, il fattore di cresta del segnale supera il limite accettabile (= 3), pena il sovraccarico dell'amplificatore d'entrata.

Le norme talvolta riconoscono le loro limitazioni ed esplicitamente dicono che i suoni impulsivi o i suoni di durata molto breve devono essere misurati con altri mezzi. Ma suoni come i colpi di martello, o il rumore di macchine scriventi possono durare solo 5 ms. Sembrerebbe che tutto stia semplicemente nel determinare la giusta costante di tempo (quella dell'orecchio umano) e riportarla in un misuratore di livello sonoro. Sfortunatamente, non possiamo determinare con precisione il nostro senso soggettivo dell'udito. Il risultato infatti dipende dai metodi e dalle condizioni di prova; lo scostamento totale risultante è di circa 3 a 1 (da 35 a 100 ms circa).

Ciò che conta è di normalizzare alcuni valori che consentano risultati attendibili nella misura di suoni impulsivi.

Esiste già una norma tedesca (DIN 45633, Parte 2ª), che riguarda il misuratore di livello di suoni impulsivi. La risposta dinamica richiesta da questa norma è riportata in fig. 13.

Designata come « Impulse », questa risposta corrisponde alla costante di tempo nominale del rivelatore di 35 ms. Questa costante di tempo, all'estremo basso della gamma percepita dall'orecchio, impone i requisiti meno severi al rivelatore efficace. Per es., per misurare un treno d'impulsi acustici di 5 ms, il rivelatore con costante di tempo 5 ms, deve avere la capacità di accettare fattori di cresta di 4, o di 6 per un rivelatore con costante di tempo 100 ms. Il misuratore di livello di suoni impulsivi, deve in vero dare risultati attendibili e prevedibili per suoni a impulsi di durata 5 ms. Il mod. HP8052A presenta i modi di funzionamento «Slow» (=lento), «Fast» (= rapido) e «Impulse »(= impulsivo).

Il problema più grave nello studio della risposta totale di uno strumento, anche per treni d'impulsi audio di 200 ms, non è costituito dalla costante di tempo del rivelatore, ma piuttosto dall'inerzia meccanica dell'equipaggio mobile dello strumento. Difficilmente potremo fare letture precise, se l'indice dello strumento non può seguire il segnale di uscita del rivelatore. Nel mod.

8052A (per DIN 45633, Parte 2ª) il problema è stato risolto con un rivelatore di cresta ed un circuito di stiramento fra il rivelatore efficace e il misuratore. Il tempo di salita del rivelatore di cresta/stiratore è breve rispetto alla costante di tempo di 35 ms del rivelatore efficace e la sua costante di tempo di scarica (3 secondi nominali) è lunga rispetto al tempo di risposta meccanica dell'equipaggio mobile dello strumento. Allora lo strumento ha un lungo tempo a disposizione per indicare il valore efficace di suoni impulsivi di durata dell'ordine di 5 ms.

4. - INDICAZIONE DEL SOVRACCARICO

Poichè non si può sapere nulla, tranne la sua natura generale, di un suono prima di misurarlo, il nostro fonometro deve fornire un'indicazione di sovraccarichi, se vogliamo evitare misure erronee. I sovraccarichi possono essere di due tipi: 1) sovraccarico dell'amplificatore di entrata; poiché la rete di pesatura segue l'amplificatore d'ingresso, un segnale di una particolare frequenza può sovraccaricare l'amplificatore, anche se l'indicazione dello strumento è inferiore al valore di fondo scala; 2) eccessivo fattore di cresta. Il mod. 8052A può accettare valori di cresta fino a 5, ma ci sono certamente segnali con fattori di cresta maggiori. Il mod. 8052A fornisce un'indicazione positiva (una lampadina luminescente sul pannello) dai due tipi di sovraccarico, anche per transitori brevi dell'ordine di 100 μs.

5. - MISURE CON IL MISURATORE DI LIVELLO SONORO

In ultima analisi, che cosa misuriamo noi con il misuratore di livello sonoro? Il valore efficace ponderato in frequenza e in tempo della pressione sonora. Si classifica la pesatura in frequenza come dB (A), dB (B), dB (C) o dB (D) (simboli usabili al posto di dB (B) ad opzione, nello 01 dell'8052A). Come sopra rilevato, queste curve di risposta rendono il fonometro sensibile a note singole a varie frequenze, pressappoco come l'orecchio umano. Come i dispositivi a larga banda, i misuratori di livello sonoro non possono fornire la composizione spettrale di un suono particolare, cioè non c'è correlazione fra la risposta soggettiva, dovuta a questo fattore, e l'indicazione dello strumento. Questo è il motivo principale, per il quale ci possono essere differenze sostanziali (10 dB e più) fra il livello di sensazione auditiva misurato soggettivamente in phon e il livello di pressione sonora in dB. Ci sono altri fattori in gioco. Fra questi c'è l'incapacità del misuratore di livello sonoro di tener conto degli effetti di mascheramento e l'impossibilità di scegliere la giusta funzione ponderatrice per tutte le componenti dello spettro in una volta.

Poiché non c'è speranza di trovare un buon grado di correlazione fra i livelli di sensazione auditiva di suoni fortemente differenti e le indicazioni del fonometro, generalmente non ci si preoccupa di scegliere la curva di pesatura più appropriata (A, B, o C) per i livelli riscontrati.

La grandezza che si misura è quasi sempre il livello sonoro ponderato A, anche a livelli per i quali la forte attenuazione delle componenti di bassa frequenza non sarebbe giustificata dal punto di vista fisiologico.

Va da sè, pertanto, che il misuratore di livello sonoro può essere usato solo per confrontare suoni generati da sorgenti simili. Per es., si può confrontare un'automobile con un'altra automobile « standard », forse per un controllo di qualità; ma non si può confrontare l'automobile con una macchina da scrivere, a motivo del diverso carattere dei due suoni.

Per la pesatura in tempo abbiamo da scegliere fra lento, rapido e impulsivo. Quale modo dobbiamo scegliere? Per segnali in regime permanente, senza una struttura temporale udibile (cioè fruscio bianco o segnali sinoidali) non c'è da discutere; tutti e tre i modi forniscono la stessa indicazione. Che cosa si deve fare con suoni aventi una struttura temporale evidente? (Cioè fruscio bianco limitato a 20 Hz di larghezza di banda, o un motore di motociclo in folle). Si può già prevedere un'indicazione ben costante già con il modo lento, almeno fintanto che la costante di tempo di 1 secondo è grande rispetto alle deviazioni transitorie dalla media indicata. Si noti, inoltre, che questa indicazione costante è in conflitto con la nostra risposta soggettiva. Dobbiamo invece stabilire i su e giù di un suono, e un'unica cifra non può certamente descrivere la nostra sensazione. L'indicazione secondo il modo lento non ha quindi significato fisiologico e si può solo interpretare come un valore di una quantità fisica astratta: il livello della pressione sonora efficace con la costante di tempo di 1 secondo.

Si può utilizzare il modo rapido? Se tentiamo di farlo, possiamo solo vedere l'indice dello strumento fluttuare e queste fluttuazioni sembrano corrispondere alla nostra reazione al suono. Possiamo da ciò dedurre una qualunque informazione quantitativa? Generalmente parlando, no. Richiamando le proprietà del rivelatore a valor medio RC, riscontriamo che si deve aspettare alcune costanti di tempo prima di ottenere un'indicazione utile, anche quando si passa da un'ampiezza di regime permanente ad un'altra. Ora, in questo caso, il circuito non raggiunge mai una condizione di regime permanente, per cui non si possono dedurre conclusioni quantitative dalle escursioni dell'indice dello strumento.

Nemmeno il modo rapido presenta vantaggi rispetto al modo lento, in quanto nel modo rapido, lo strumento segue variazioni più rapide del segnale d'entrata (sebbene esse debbano essere lente rispetto alla costante di tempo di 100 ms) e reagisce più rapidamente alle variazioni a scatto fra i valori di regime permanente.

Ci troviamo in un vero e proprio dilemma: da una parte vorremmo che il nostro misuratore di livello sonoro risponda alle variazioni del livello dei suoni esattamente come le usiamo, mentre dall'altra parte non vogliamo aspettare che i nostri circuiti rivelatori e gli spostamenti dell'indice dello strumento elaborino adeguatamente queste variazioni. La risposta fornita dal modo impulsivo non sarà completamente soddisfacente, ma specificando la risposta a singoli treni d'impulsi sonori di durata sotto 5 ms, e superando le limitazioni inerziali del moto dello strumento con un circuito di stiramento, possiamo almeno misurare i massimi del livello sonoro in modo prevedibile.

Il comportamento dello strumento alle oscillazioni è, naturalmente, solo determinato dalla scarica esponenziale del condensatore di stiramento e non ha nulla a che fare con il modo in cui cade il campo sonoro. Nel misurare suoni fluttuanti, allora, il modo impulsivo ci dà solo i dati fisiologicamente attendibili: i livelli massimi della pressione sonora, come si verificano nel tempo. Le indicazioni dello strumento sono naturalmente più alte di quelle rilevabili con i modi lento e rapido, nei quali il tempo per la media è più lungo e non si usa affatto lo stiramento. La fig. 14 mostra le differenze nelle indicazioni per i modi impulsivo e lento per il rumore di una macchina da scrivere.

Per riassumere la pesatura nel tempo, un fonometro privo del modo impulsivo è utile solo se la lettura sul misuratore è praticamente costante (in « rapido »); in altri termini, solo fin quando il suono da misurare non ha struttura temporale predominante. In tutti gli altri casi (e costituiscono la regola, piuttosto che l'eccezione), il modo impulsivo è imperativo; esso fornisce una misura precisa dei massimi del livello sonoro, che avvengono durante il tempo di osservazione.

Il mod. 8052A possiede anche un modo di Picco di funzionamento, in cui il rivelatore efficace viene cavallottato e il segnale viene applicato direttamente al rivelatore-stiratore di picco.

Contemporaneamente, la costante di tempo alla scarica dello stiratore è

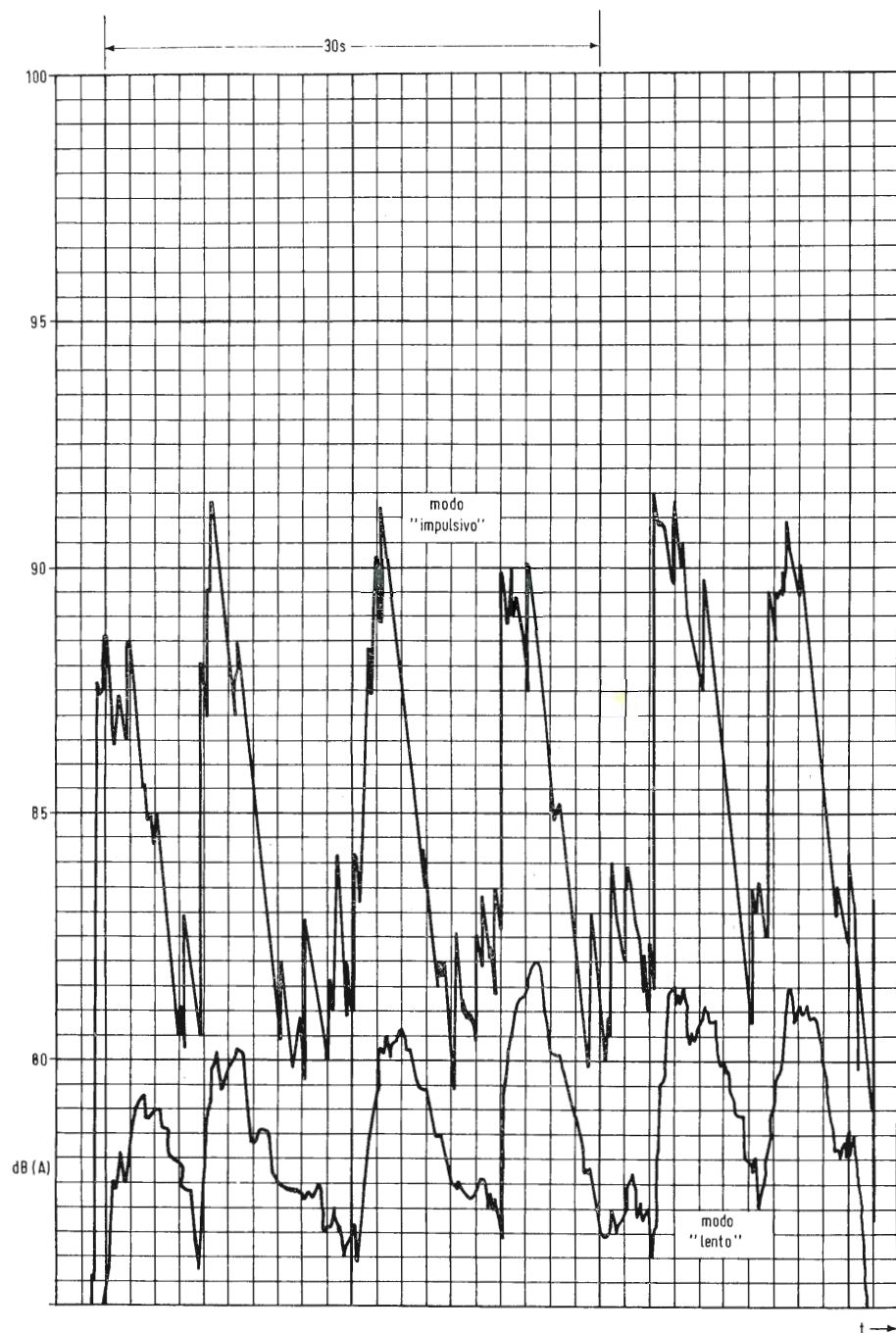



Fig. 14 - Rumorosità di una macchina dattilografica ricavata con i modi « Impulsivo » (diagramma in alto) e « Lento » (diagramma in basso).

aumentata oltre i 100 secondi. Con il modo di picco si può misurare la vera pressione di punta del suono. Questa pressione assume particolare importanza nelle analisi dei difetti dell'orecchio. Il modo di picco (il tempo di salita del rivelatore di cresta è minore di 100 μs) permette anche di determinare il fattore di cresta del segnale, per fare ciò, si possono misurare entrambi i valori di punta ed efficace e calcolarne il rapporto.

In conclusione, si può dire che mentre il misuratore di livello dei suoni ha le sue limitazioni, è nondimeno uno strumento estremamente utile. È economico, facile da usare e veramente portatile. Provvisti di opportune cognizioni, possiamo con esso fare attendibili misure.

0987 - A. De Carlo - Crotone

D - Vi sarei molto grato se voleste darmi alcune delucidazioni sul corso TV Bianco e Nero cioè, se sono usciti tutti i volumi, se si può spedire un gruppo alla settimana e se contiene anche lo studio dei vari circuiti a transistor di tipo nuovo.

R - Informiamo che finora sono usciti 8 volumi del nostro Corso di TV in bianconero. Altri volumi sono in preparazione: il 9° volume uscirà a giorni, i successivi verranno con il ritmo di uno ogni due mesi circa.
Nella parte relativa ai ricevitori di TV, i transistori sono stati trattati con sempre maggior considerazione nei successivi volumi seguendo lo sviluppo della tecnologia dei nuovi semiconduttori. In particolare, il capitolo XIII è dedicato in gran parte allo studio degli amplificatori FI a transistori, sia dal punto di vista teorico, sia dell'illustrazione degli schemi elettrici più moderni.

(*a.f.*)

0988 - G. Vitaterna - Roma

D - Chiedo in che modo e con una spesa contenuta sia possibile utilizzare un ricevitore TV, C.G.E. mod. 5458 completo soltanto del gruppo R.F. catena amplif. a F.I. e sezione audio, per utilizzarlo nella ricezione a M.F., ma che non sia la banda degli 88÷100 MHz; O.C. bande dilettantistiche e SSB.

R - L'utilizzazione del mod. 5458 per i suoi scopi appare alquanto problematica. Anzitutto bisogna precisare la gamma di frequenze da ricevere; poi modificare il selettore di canali RF, o meglio sostituirlo con altro adatto all'intera gamma da ricevere. È evidente che la gamma ricevibile deve essere molto superiore ai 40 MHz, poiché la FI del mod. 5458 è nel canale 40÷47 MHz.
Altra grave difficoltà sta nel fatto che il suono del televisore, pur essendo a modulazione di frequenza (MF), è ottenuto con il sistema intercarrier basato sul battimento a 5,5 MHz delle portanti video e audio; mancando la portante video, il suono non può esistere. Quindi bisognerebbe rifare il circuito discriminatore del suono e adattarlo alla FI audio, prendendo il segnale prima del rivelatore intercarrier.
Tutto sommato, non riteniamo consigliabile la modifica proposta, perché eccessivamente profonda.

(*a.f.*)

0989 - P. G. Capussotto - Torino

D - Volendo realizzare il montaggio dell'organo elettronico a due tastiere con generatori e divisori a circuito stampato (pubblicato sul N. 5-1967) del Dott. Ing. Antonio Calegari, mi trovo in difficoltà nel rintracciare qui a Torino alcuni componenti necessari per detto montaggio e cioè:

1) I transistori MF1 o NR2, ed MF2
2) Le tastiere
3) L'unità riverberante Hammond 4F
4) Le due impedenze Self 63 appartenenti alla cella dei timbri. Chiedo a voi se potete darmi qualche indicazione in merito.

R - I componenti dell'organo elettronico che Le interessano sono ben difficilmente reperibili in Italia. Possiamo solo darLe l'indirizzo del fabbricante francese: Magnétic France - 175 rue du Temple, Paris (3e). Il prezzo della scatola di montaggio (kit) completa e con riverberazione è 1980 F. Il prezzo dell'organo completo montato e funzionante con riverberazione è 3200 F.
I prezzi si intendono salvo varianti apportate dalla Magnétic France all'atto della vendita.

(*a.f.*)

0990 - G. Pedone - Trapani

D - Mi interessa l'amplificatore audio stereofonico Acar mod. SIL 225 C.
Siccome nella descrizione di quest'apparecchio si parla anche di scatola di montaggio, desidererei sapere a chi dovrei rivolgermi eventualmente per l'acquisto della suddetta scatola, il costo ed inoltre se nel prezzo è compreso anche il mobile ed il pannello frontale in alluminio spazzolato con i comandi.

R - Per ottenere la scatola di montaggio del SIL 225 bisogna rivolgersi alla ACER, 42 bis, rue de Chabrol - Paris Xe. C.C. Postal 668-42 - Paris.
La scatola di montaggio costa 645 Fr.; l'apparecchio montato costa 845 Fr. Nel listino pubblicitario della ACER non è detto se nel prezzo siano compresi il mobile e il pannello, ma pensiamo che lo siano. Il mobile non ha nulla di eccezionale essendo un semplice parallelepipedo di 375x270x110 mm aderente al pannello frontale e con 4 piedini di gomma. Se non ha la possibilità di farlo personalmente, Ella potrebbe incaricare qualche rivenditore di radioapparati di importare l'apparecchio dalla Francia.

(*a.f.*)

0991 - P. L. Corazza - Bologna

D - Gradirei sapere il titolo di qualche libro, possibilmente in francese o italiano, sui CONVERTITORI STATICI TRANSISTORIZZATI PER C.C.-C.A. E C.C.-C.C.

R - Non ci risulta che l'argomento che Le interessa sia stato trattato in libri ad vertitori statici nelle riviste tecniche. Nel esso dedicati. Sono apparsi schemi di con- n. 12/1968 de *l'antenna* a pag. 539 abbiamo pubblicato lo schema e la descrizione di un convertitore da c.c. a c.a. 250 W, 12 V c.c. che pensiamo possa interessarle.

(*a.f.*)

0992 - G. Marini - Roma

D - Posseggo un amplificatore stereo Philips AG 9018 di cui non sono soddisfatto. Desidererei aumentare la sua potenza di uscita cambiando le finali (EL86) con le EL 84.
Vi prego di consigliarmi circa le modifiche da apportare ai circuiti finali per poter utilizzare le EL 84.
Desidererei avere inoltre il numero della Rivista dove è lo schema dell'amplificatore MULLARD citato nella rubrica « a colloquio coi lettori » del numero di novembre 1964 n. 0593.

R - Le alleghiamo uno schema elaborato dalla Philips, con stadio finale di EL 84. La potenza di uscita è 10 W con distorsione circa 0,2%; la distorsione si mantiene entro lo 0,5% fino a 12 W, poi cresce rapidamente.
Il trasformatore di alimentazione deve avere le seguenti caratteristiche:
primario 220 V, 50 Hz;
secondario A.T. 2 x 280 V; 0,1 A minimo;
secondario accensione 2 x 3,15 V; 2,1 A minimo;
secondario accensione EZ81 6,3 V; 1 A
Il trasformatore di uscita deve avere le seguenti caratteristiche:
rapporto di trasformazione 35:1
induttanza del primario (50 Hz 10 V)
senza c.c. 35 H;
con c.c. 28 H;
resistenza del primario 2 x 253 Ω
resistenza del secondario 0,72 Ω
rendimento a 1 kHz 81%
carico al secondario (bobina mobile) 7 Ω
carico al primario 8 kΩ
L'amplificatore Mullard che Le interessa è stereo 10 W; il suo schema è pubblicato a pagina 178 del n. 4 - Aprile 1964 - de « l'antenna ».

(*a.f.*)

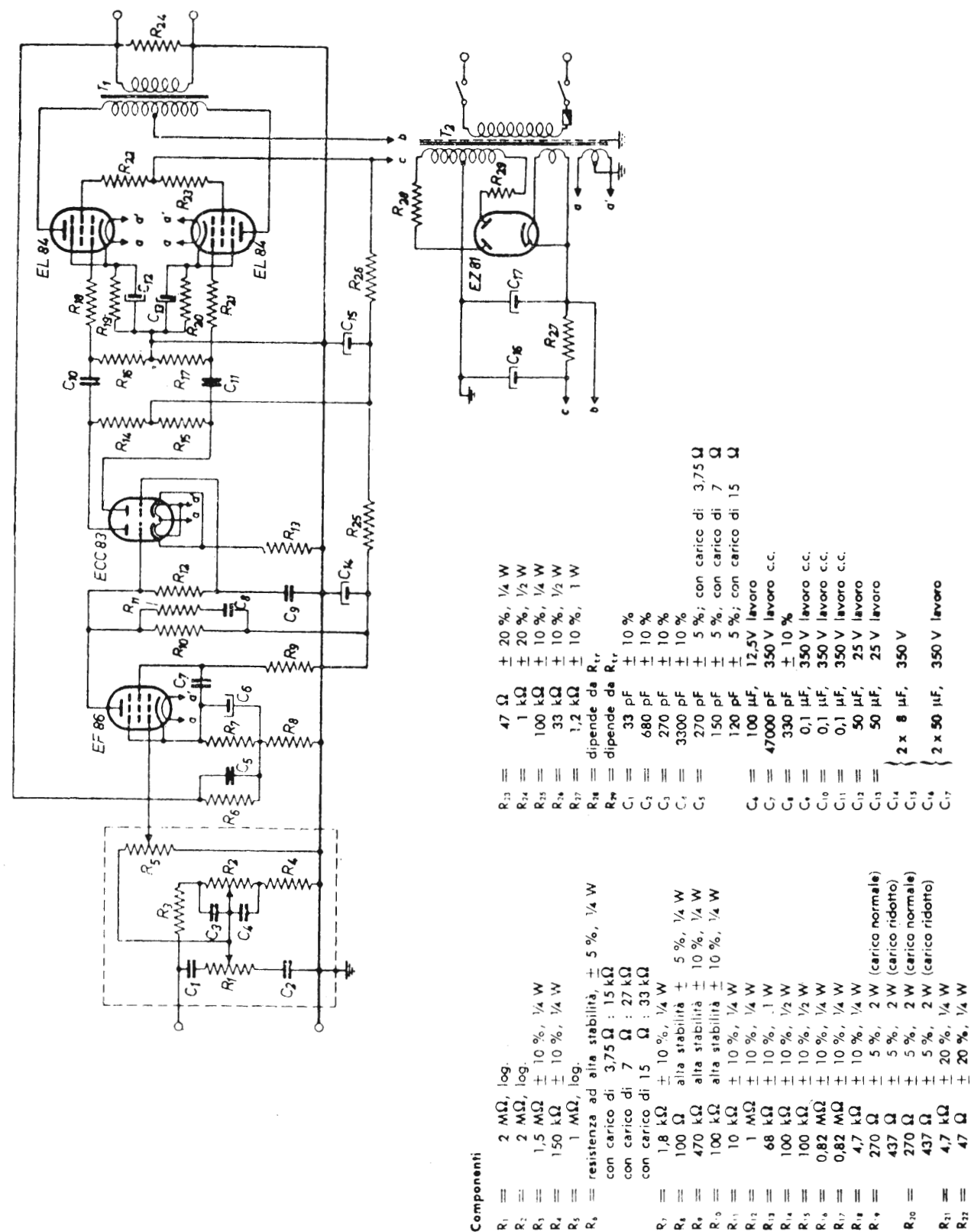



Fig.1/0992

Misuratore di campo con registratore: TES Mod. 2167

L'enorme aumento del numero delle stazioni televisive e MF nell'area europea e mediterranea ha posto e pone tuttora problemi non indifferenti di distribuzione alle stazioni emettitrici stesse. Particolari disposizioni geofisiche, o condizioni atmosferiche specialmente, mutano la propagazione delle radio onde creando noiosi fenomeni d'interferenza.
Questi fenomeni a volte sono periodici, ad esempio stagionali, per cui si rende necessario, onde combatterli, studiarne il comportamento.
In altri casi, i più frequenti, è necessario studiare il comportamento della propagazione delle radio onde in certe zone per poter ricavare tutti i dati possibili per l'installazione di ripetitori.
Banchi di nebbia, nevicate ecc. possono portare attenuazioni sia al segnale ricevuto, sia a quello da ritrasmettere, quindi rilevare le variazioni di questi livelli è necessario alla progettazione dei ripetitori.
In altri casi si possono rilevare riflessioni di particolare stabilità a volte molto utili da sfruttare.
Bisogna quindi disporre di un mezzo atto a captarli e a tenerli sotto controllo per lunghi periodi e in zone le più disparate possibili.
Occorre perciò un ricevitore di grande stabilità di frequenza, di buona stabilità di ampiezza, che registri su nastro le informazioni riguardanti le variazioni dell'intensità di campo di una certa stazione e in una certa zona; e questo per settimane o anche mesi.

Occorre anche che il ricevitore abbia una selettività costante e piuttosto spinta, e in questo caso particolarmente atto a ricevere portanti televisive e MF.

Occorre infine che l'apparecchiatura di questo tipo abbia un consumo minimo, poichè i posti nei quali può venire installata, non sempre hanno a disposizione la rete di alimentazione per cui è necessario ricorrere ad accumulatori, che devono durare a lungo senza alcuna possibilità di ricarica.

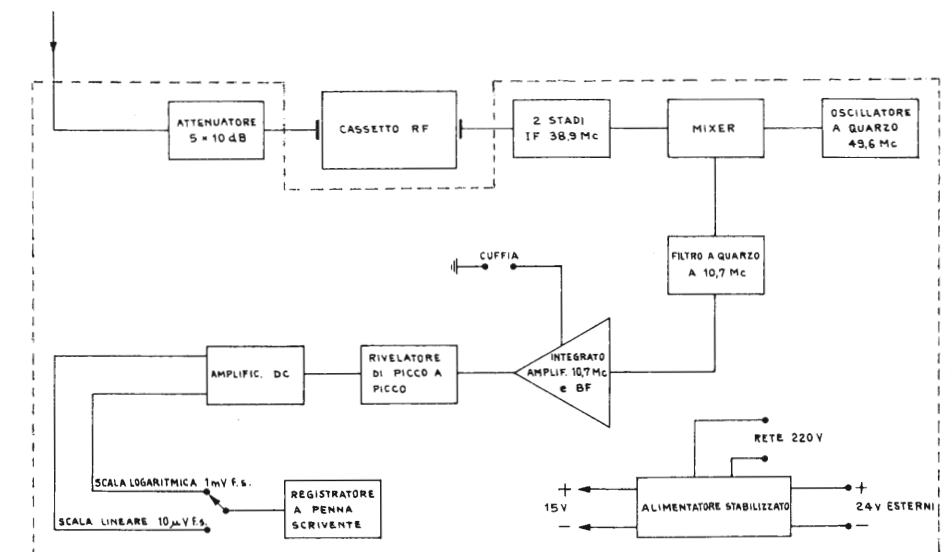
Il registratore di campo mod. 2167 è stato progettato dalla TES per soddisfare i requisiti sovraesposti.

Dovendo come sempre soddisfare il maggior numero di prestazioni in un prezzo adeguatamente contenuto, l'apparecchio è stato diviso in due parti fondamentali:
RF sostituibile a cassetti uno per canale o frequenza,
FI rivelazione, registratore a penna scrivente.

Seguendo lo schema a blocchi si può avere un'idea di come è stato impostato l'intero misuratore.

La soluzione di un cassetto RF per ogni frequenza consente l'eliminazione di numerose commutazioni, che costituiscono sempre un grosso problema specie alle frequenze elevate alle quali è chiamato a funzionare il ricevitore.

Banda I, II, III, IV.

Il cassetto contiene l'oscillatore locale a quarzo, uno o due duplicatori di frequenza, il mescolatore e i circuiti oscillatori d'ingresso. Un solo cassetto, previa

sostituzione del quarzo, può essere tarato di volta in volta per coprire la banda I e II oppure la III o la IV.
L'oscillatore locale ha una stabilità in frequenza dell'ordine di 3.10^{-5}, il mescolatore si avvale di un transistore MOS-FET « dual gate ».
Alla parte fissa, il segnale proveniente dall'antenna, attenuato o meno dall'attenuatore, amplificato e convertito a 38,9 MHz nel cassetto RF, giunge a bassa impedenza ad un amplificatore accordato a 38,9 MHz all'uscita di questo amplificatore viene fatto battere con un altro oscillatore a quarzo funzionante a 49,6 MHz formando così una frequenza a 10,7 MHz.
Per ottenere un rapido e notevole calo di sensibilità fuori banda oltre alla seconda conversione, il segnale passa attraverso un filtro a quarzo, che permette una banda di circa $\pm$ 25 kHz e attenuazioni di $\cong$ 60 dB già a 45 kHz dal centro banda.
Su richiesta, le caratteristiche del filtro possono essere cambiate in quanto, in qualche caso, la stabilità di frequenza delle emittenti non consente di fare misure in bande così strette.
Il segnale che esce dal filtro entra in un circuito integrato tipo μA 719 la cui parte RF è impiegata come amplificatore accordato a 10,7 MHz e la parte BF, previa opportuna rivelazione, è utilizzata per pilotare una cuffia di ascolto.
La parte a 10,7 MHz giunge a un rivelatore picco a picco sensibile ai segnali di sincronismo, la tensione continua che se ne ricava pilota un elaborato amplificatore DC e quindi il registratore a penna scrivente. L'elaborazione dell'amplificatore DC oltre che essere tale per questioni di stabilità, è dovuta anche al fatto che il registratore a penna può fornire registrazioni su scala lineare o logaritmica. Infatti, in questo genere di misure, non è insolito notare che i 20 dB esplorabili su scala lineare siano ampiamente superati.
Perciò la sensibilità max da 0 $\div$ 10 μV f.s. in posizione logaritmica diventa 0 $\div$ 1000 μV f.s. La semplice sostituzione del tracciato sulla carta scorrevole può dare la lettura diretta.
Le sensibilità sia lineare, sia logaritmica sono regolabili ampiamente in modo semifisso.
Un alimentatore stabilizzato provvede a mantenere stabile l'alimentazione sia per funzionamento a rete, sia a batterie, ovvero accumulatori.
Il consumo della parte elettrica è 24 V, 150 mA più il consumo del motore che fa girare il nastro di carta, consumo che è variabile secondo il tipo di registratore impiegato.
La velocità di scorrimento della carta è molto variabile, e nel modo più lento si raggiungono registrazioni della durata di 15 giorni. *(A. Valenti)*

VIII Convegno Tecnico Componenti Elettronici

Egregio Signore,
ho il piacere di informarLa che nel Settembre 1970 in concomitanza al 7° Salone Internazionale Componenti, Strumenti di misura elettronici ed Accessori, verrà organizzato l'« 8° Convegno Tecnico Componenti Elettronici ».
L'incontro, che ha assunto la caratteristica di periodico colloquio fra Tecnici specialisti di progettazione e produzione, sarà come per il passato coordinato dal Magnifico Rettore del Politecnico di Milano e Titolare della Cattedra di Comunicazioni Elettriche Prof. Dr. Ing. Francesco Carassa e dal Prof. Dr. Ing. Luigi Dadda, Titolare della Cattedra di Elettrotecnica, ai quali il Comitato Organizzatore esprime il suo vivo ringraziamento per aver accettato sin d'ora il non semplice compito.
Il Comitato Organizzatore, fra i vari settori tecnico-scientifici dell'Elettronica che in questo periodo richiamano la particolare attenzione dei ricercatori e degli specialisti, ha scelto quale « Tema del Convegno »:
CIRCUITI IBRIDI
— la tecnologia dei circuiti a film spesso e sottile: metodi di progettazione, anche con calcolatori; tecniche di costruzione e collaudo, particolarmente con sistemi automatici;
— esempi di applicazioni concrete nel campo industriale e professionale, con particolare riguardo alla collaborazione tra fabbricante ed utilizzatore nelle varie fasi di progetto e costruzione.

Allo scopo di procedere alla compilazione del programma di massima e successivamente di quello definitivo, è necessario far pervenire alla Segreteria del Convegno (20122 Milano - Via L. Manara, 1).
a) *entro il 28 Febbraio 1970,* titolo e sommario di circa trenta righe dell'argomento che verrà trattato nella memoria;
b) *entro il 30 Aprile 1970,* stesura definitiva ed integrale della memoria.

Confido nella Sua collaborazione per la migliore riuscita dell'« 8° Convegno Tecnico Componenti Elettronici » e nel Suo cortese interessamento affinchè Tecnici della Sua Azienda partecipino attivamente all'iniziativa, elaborando memorie da inviarsi al Comitato Organizzatore nei termini stabiliti.
La ringrazio e Le porgo i migliori saluti.

IL PRESIDENTE
(Dr. Ing. Luigi Baggiani)

Vetro ottico interno a fibre con alto indice di rifrazione

La CHANCE-PILKINGTON di St. Asaph nel Galles Settentrionale annuncia un nuovo tipo di vetro ottico interno a fibre, con alto indice di rifrazione senza colorazione eccessiva.
Le proprietà, indispensabili per trasformare il vetro in fibre di alta qualità, non hanno reso il prezzo proibitivo mentre in passato vetri di questo livello comportavano prezzi altissimi.
Il vetro, denominato FOC1, sarà impiegato per la produzione di piastre esterne per intensificatori d'immagine degli impianti per visione notturna forniti al Ministero della Difesa Britannico. Altre applicazioni potrebbero essere nei dispositivi per appiattimento di campo d'immagine e schermi a r.c. per impieghi tecnici.
Il vetro FOC1 venne messo a punto e brevettato dal GRUPPO PILKINGTON, a seguito dello studio dei propri scienziati di oltre 100 composizioni probabili.
Si è ottenuto un indice di rifrazione di 1,805 senza eccessiva colorazione. Normalmente, un alto indice è accompagnato da alta colorazione, a meno che non si usi piombo nella composizione del vetro, il quale però in questo genere di vetro avvelenerebbe gli strati depositati sulle piastre esterne.
Il vetro inoltre abbina viscosità sufficientemente alta per la tiratura delle fibre a bassa temperatura di solidificazione, fatto che elimina la possibilità di devitrificazione nel procedimento di tiratura.
Il vetro è anche compatibile con il tipo da rivestimento ottico a fibre ME1 della CHANGE-PILKINGTON, il che ha richiesto il controllo critico dei punti di dilatazione e di addolcimento del tipo FOC1 per garantire la perfetta tenuta con l'ME1, riducendo cosí la difficoltà di rendere i vetri esterni finiti perfettamente a tenuta di vuoto. La dilatazione termica del vetro FOC1 è 68×10^{-7} (0 $\div$ 300°C) e il punto d'addolcimento 799°C.
La fabbricante rivendica un'apertura numerica di una fibra rivestita con vetro ME1 pari a 1, valore più alto di quello ottenibile con la maggior parte dei vetri della concorrenza.
Ogni fibra di una piastra esterna raccoglierebbe perciò luce su un campo di 180°C.
Il nuovo tipo di vetro è fornito in lastre estruse ricavate secondo il procedimento CHANGE-PILKINGTON EM, lanciato l'anno scorso. Questo procedimento, che alla « ripetibilità » della fusione in crogiolo abbina i costi relativamente bassi della produzione continua, è oggi impiegato per fabbricare tutta una gamma di vetri ottici e per impieghi tecnici più complicati.
Il vetro FOC1 è tirato in fibre rivestite, che vengono quindi sigillate insieme e tagliate in piastre esterne individuali per intensificatori d'immagini. Il fatto che fibre molteplici raccolgano la massima luce e la dirigano lungo dei veri tubi paralleli, anziché accettare puramente la luce senza controllarne la direzione come succede con un semplice vetro esterno, assicura la massima ricezione d'immagine, fattore critico in attrezzature per visione notturna in quanto esse sono basate sulla ricezione di bassissima radiazione da parte dell'oggetto sul quale sono puntate.

Un nuovo vetro centrale ottico a fibre che verrà impiegato per ricavare le piastre esterne per strumenti di visione notturna sviluppato dalla Chance-Pilkington di St. Asaph nel Galles Settentrionale. Nella fotografia, il vetro, appositamente molato per un'Esposizione a Nuova York, è controllato cn lente d'ingrandimento. Il vetro potrebbe anche essere impiegato nei dispositivi per appiattimento di campo e schermi a r.c. per applicazioni tecniche.

Regolatori con autotrasformatori per velocità variabili di motori in C.C. fino a 1/8 HP

La Soc. G. K. HELLER pone sul mercato italiano un nuovo sistema di pilotaggio per motori in c.c. contrassegnato con la sigla:
MODELLI S12 e S22 - CONTROLLATORI CON AUTOTRASFORMATORI
I regolatori S12 e S22 vengono impiegati per il pilotaggio di qualsiasi motore standard ad eccitazione derivata o in serie fino alla potenza di 1/8 HP.
La velocità del motore può essere variata continuamente, mantenendo costante la coppia, da meno del 10% della velocità base fino al 130%-150% della stessa (lieve diminuzione della coppia per alta velocità).
Il regolatore è munito di un trasformatore che regola l'entrata, di un ponte al silicio ad onda quadra per la corrente all'indotto, e di un raddrizzatore al silicio a semionda per la tensione costante al campo.
Il regolatore S12 con alimentazione 110/130 V (50/60 Hz) fornisce al motore una tensione di 120 V c.c. e il regolatore S22 con alimentazione 208/240 V 50-60 Hz fornisce al motore una tensione di 230 V c.c.
Due gamme di velocità sono previste mediante lo spostamento di un commutatore sul pannello.
Il regolatore è montato in un'elegante custodia metallica con pannello in alluminio anodizzato, dimensioni: mm $150 \times 125 \times 100$.
Previsto cavo di collegamento e connettore per la retè e presa femmina per il connettore del motore. *(F.W.)*

Silenziosa e veloce la nuova stampante del calcolatore 9100A

Il calcolatore da tavolo della Hewlett-Packard *è ora corredato anche da una stampante elettrosensibile che scrive ad una velocità di 3 righe al secondo senza produrre che un debole ronzio.*

Un nuovo dispositivo periferico stampa il contenuto dei tre registri operativi del calcolatore da tavolo 9100A: la scrittura è scura, e con un buon contrasto. Il nuovo accessorio, modello 9120A, stampa ad una velocità di 150 righe al minuto, producendo solo un leggero ronzio. L'alta velocità e la silenziosità di funzionamento sono dovute ad una tecnica originale di scrittura elettrica.

Il modello 9120A si applica agevolmente sopra il calcolatore, costituendo un insieme compatto, e non richiede quindi spazio addizionale. Il gruppo calcolatore-stampante risulta alla fine alto appena 8 cm più del calcolatore da solo.

L'utente può scegliere di stampare tutti e tre i registri operatori, nell'ordine Z, Y, X, esattamente come appaiono sullo schermo del calcolatore, oppure due di essi o uno solo. Un altro comando fa stampare il programma contenuto in memoria, istruzione per istruzione, e riportando accanto ad ogni istruzione la posizione di memoria relativa.

Il comando di stampa è dato dal tasto « PRINT » del calcolatore: tale comando può essere programmato — occupando una sola posizione di programma — per ottenere la stampa automatica dei risultati parziali e finali.

Anche il registratore grafico X-Y (plotter) 9125A recentemente introdotto sul mercato, può lavorare in combinazione col gruppo calcolatore-stampante: il plotter traccerà allora i punti mentre la stampante ne scriverà le coordinate.

A differenza delle usuali stampanti meccaniche che impiegano martelletti rumorosi per imprimere i caratteri sulla carta, il modello 9120A è dotato di un gruppo di sette puntine di tungsteno organizzate verticalmente, che esplorano la striscia di carta da sinistra a destra. I caratteri vengono scritti inviando brevi impulsi di corrente debolissima alle puntine appropriate mentre queste esplorano la carta. La carta speciale impiegata resta marcata con un punto in corrispondenza ad ogni scarica avvenuta tra la carta stessa e una puntina. L'insieme dei punti così generati costituisce i caratteri.

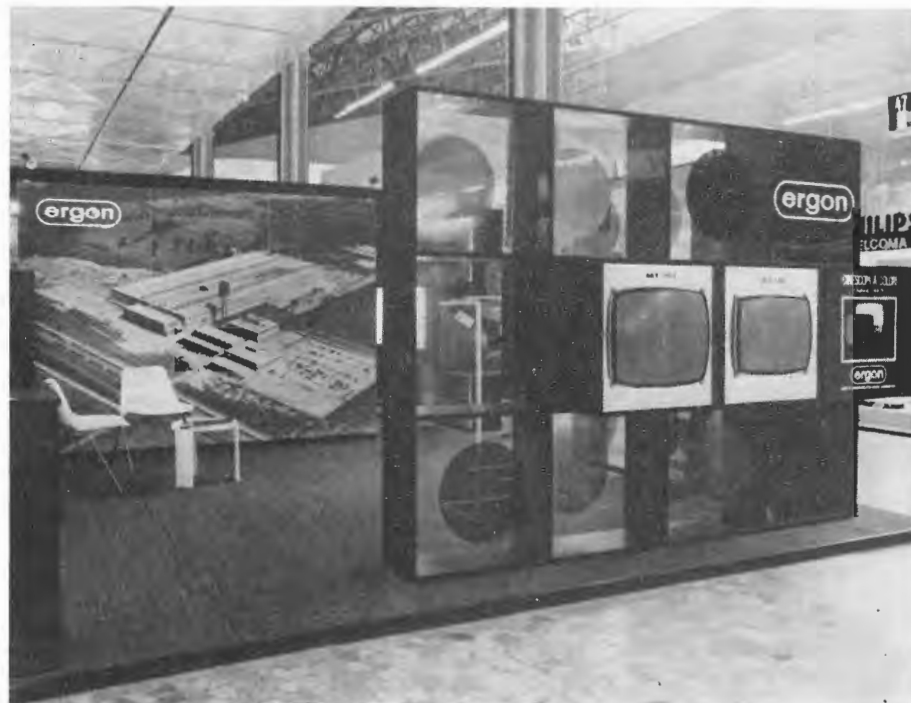
La stampante scrive una linea completa con una esplorazione del gruppo scrivente. Ogni scansione richiede circa 2/10 di secondo. La velocità di stampa è di 150 righe al minuto a 50 Hz. La densità di scrittura è di 2 righe al centimetro, con fino a 15 caratteri per riga. La speciale carta elettrosensibile è fornita dalla HP in rotoli di 75 metri. La larghezza della striscia è di cm 7,5.

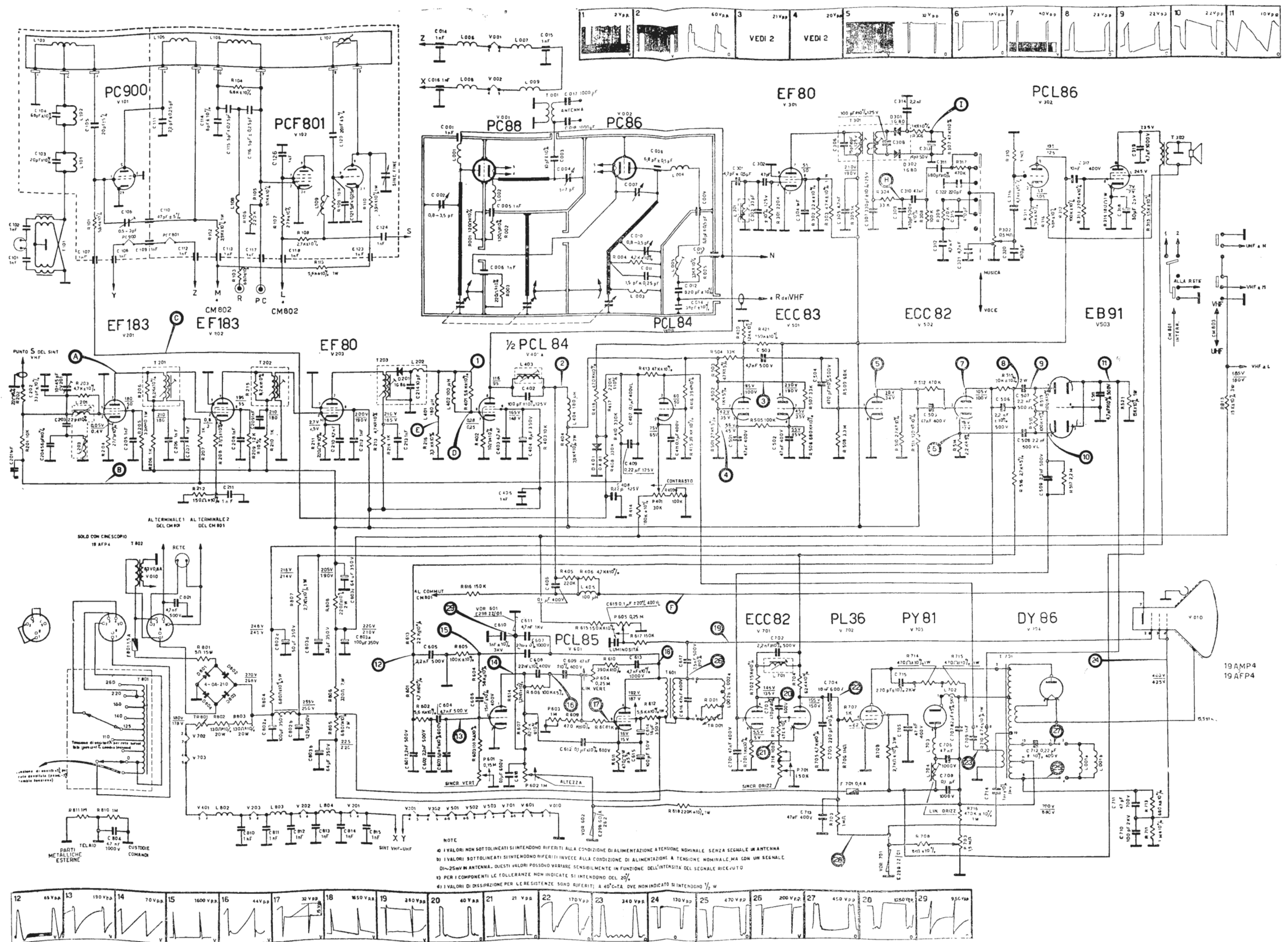
Le dimensioni del modello 9120A sono: altezza cm 10, larghezza cm 36,5, profondità cm 34. Il peso è di kg 6,800.

Le caratteristiche di alimentazione: 115-230 V, 50 Hz, 45 W.

Le prime consegne sono avvenute in settembre.

Stampante mod. 9120A Hewlett-Packard. Si inserisce sopra il calcolatore mod. 9100A.

Le novità Ergon esposte al 6° S.I.C.E. allo stand n. 54

TELEVISORE AUTOVOX

Mod. 584

Schema elettrico del ricevitore di TV AUTOVOX mod. 584

l'antenna TV — Indice della 41ª annata

a colloquio coi lettori

alta fedeltà

atomi ed elettroni

nel mondo della TV

notiziario industriale

pubblicazioni ricevute

radio servizio

rassegna della stampa

strumentazione

tecnica e circuiti

tubi e transistori

Supertester 680 R / ATTENZIONE !!

R come Record

MILANO ICE ITALY

II SERIE CON CIRCUITO RIBALTABILE ! !

4 Brevetti Internazionali - Sensibilità 20.000 ohms x volt

STRUMENTO A NUCLEO MAGNETICO schermato contro i campi magnetici esterni ! ! !
Tutti i circuiti Voltmetrici e amperometrici di questo nuovissimo modello 680 R montano **RESISTENZE A STRATO METALLICO** di altissima stabilità con la **PRECISIONE ECCEZIONALE DELLO 0,5 % ! !**

IN QUESTA NUOVA SERIE IL CIRCUITO STAMPATO PUÒ ESSERE RIBALTATO SENZA ALCUNA DISSALDATURA E CIÒ PER FACILITARE L'EVENTUALE SOSTITUZIONE DI QUALSIASI COMPONENTE !

Record di ampiezza del quadrante e minimo ingombro ! (mm. 128x95x32)
Record di precisione e stabilità di taratura ! (1 % in C.C. - 2 % in C.A.!)
Record di semplicità, facilità di impiego e rapidità di lettura !
Record di robustezza, compattezza e leggerezza ! (300 grammi)
Record di accessori supplementari e complementari ! (vedi sotto)
Record di protezioni, prestazioni e numero di portate !

10 CAMPI DI MISURA E 80 PORTATE !!!

VOLTS C.A.:	11 portate:	da 2 V. a 2500 V. massimi.
VOLTS C.C.:	13 portate:	da 100 mV. a 2000 V.
AMP. C.C.:	12 portate:	da 50 μA a 10 Amp.
AMP. C.A.:	10 portate:	da 250 μA a 5 Amp.
OHMS:	6 portate:	da 1 decimo di ohm a 100 Megaohms.
Rivelatore di REATTANZA:	1 portata:	da 0 a 10 Megaohms.
FREQUENZA:	2 portate:	da 0 a 500 e da 0 a 5000 Hz.
V. USCITA:	9 portate:	da 10 V. a 2500 V.
DECIBELS:	10 portate:	da — 24 a + 70 dB.
CAPACITA':	6 portate:	da 0 a 500 pF - da 0 a 0,5 μF e da 0 a 20.000 μF in quattro scale.

Inoltre vi è la possibilità di estendere ancora maggiormente le prestazioni del **Supertester 680 R** con accessori appositamente progettati dalla I.C.E. Vedi illustrazioni e descrizioni più sotto riportate.
Circuito elettrico con speciale **dispositivo per la compensazione degli errori dovuti agli sbalzi di temperatura.**
Speciale bobina mobile studiata per un pronto smorzamento dell'indice e quindi una rapida lettura.
Limitatore statico che permette allo strumento indicatore ed al raddrizzatore a lui accoppiato, di poter sopportare sovraccarichi accidentali od erronei anche **mille** volte superiori alla portata scelta!!!

IL TESTER PER I TECNICI VERAMENTE ESIGENTI !!!

Strumento antiurto con speciali sospensioni elastiche. Fusibile, con cento ricambi, a protezione errate inserzioni di tensioni dirette sul circuito ohmetrico.
Il marchio « I.C.E. » è garanzia di superiorità ed avanguardia assoluta ed indiscussa nella progettazione e costruzione degli analizzatori più completi e perfetti.
PREZZO SPECIALE propagandistico **L. 12.500** franco nostro stabilimento completo di puntali, pila e manuale d'istruzione. Per pagamenti all'ordine, od alla consegna, **omaggio del relativo astuccio** antiurto ed antimacchia in resinpelle speciale resistente a qualsiasi strappo o lacerazione. Detto astuccio da noi **BREVETTATO** permette di adoperare il tester con un'inclinazione di 45 gradi senza doverlo estrarre da esso, ed un suo doppio fondo non visibile, può contenere oltre ai puntali di dotazione, anche molti altri accessori. Colore normale di serie del **SUPERTESTER 680 R**: **amaranto**; a richiesta: grigio.

ACCESSORI SUPPLEMENTARI DA USARSI UNITAMENTE AI NOSTRI "SUPERTESTER 680"

PROVA TRANSISTORS E PROVA DIODI *Transtest* **MOD. 662 I.C.E.**
Esso può eseguire tutte le seguenti misure: Icbo (Ico) - Iebo (Ieo) - Iceo - Ices - Icer - Vce sat - Vbe hFE (β) per i TRANSISTORS e Vf - Ir per i diodi. Minimo peso: 250 gr. - Minimo ingombro: 128 x 85 x 30 mm. - **Prezzo L. 6.900** completo di astuccio - pila - puntali e manuale di istruzione.

VOLTMETRO ELETTRONICO con transistori a effetto di campo (FET) MOD. I.C.E. 660.
Resistenza d'ingresso = 11 Mohm - Tensione C.C.: da 100 mV. a 1000 V. - Tensione picco-picco: da 2,5 V. a 1000 V. - Ohmetro: da 10 Kohm a 10000 Mohm - Impedenza d'ingresso P.P = 1,6 Mohm con circa 10 pF in parallelo - Puntale schermato con commutatore incorporato per le seguenti commutazioni: V-C.C.; V-picco-picco; Ohm. Circuito elettronico con doppio stadio differenziale. - **Prezzo netto propagandistico L. 12.500** completo di puntali - pila e manuale di istruzione.

TRASFORMATORE I.C.E. MOD. 616 per misure amperometriche in C.A. Misure eseguibili: 250 mA. - 1-5-25-50 e 100 Amp. C.A. - Dimensioni 60 x 70 x 30 mm. - Peso 200 gr. **Prezzo netto L. 3.900** completo di astuccio e istruzioni.

AMPEROMETRO A TENAGLIA *Amperclamp*
per misure amperometriche immediate in C.A. senza interrompere i circuiti da esaminare - 7 portate: 250 mA. - 2,5-10-25-100-250 e 500 Amp. C.A. - Peso: solo 290 grammi. Tascabile! - **Prezzo L. 7.900** completo di astuccio, istruzioni e riduttore a spina Mod. 29.

PUNTALE PER ALTE TENSIONI MOD. 18 I.C.E. (25000 V. C.C.)

Prezzo netto: L. 2.900

LUXMETRO MOD. 24 I.C.E. a due scale da 2 a 200 Lux e da 200 a 20.000 Lux. Ottimo pure come esposimetro!!

Prezzo netto: L. 3.900

SONDA PROVA TEMPERATURA istantanea a due scale:
da — 50 a + 40 °C
e da + 30 a + 200 °C

Prezzo netto: L. 6.900

SHUNTS SUPPLEMENTARI (100 mV.) MOD. 32 I.C.E. per portate amperometriche: 25-50 e 100 Amp. C.C.

Prezzo netto: L. 2.000 cad.

OGNI STRUMENTO I.C.E. È GARANTITO.
RICHIEDERE CATALOGHI GRATUITI A: **I.C.E.** VIA RUTILIA, 19/18 20141 MILANO - TEL. 531.554/5/6